



Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO : application aux petits objets nomades communicants

Ibra Dioum

► To cite this version:

Ibra Dioum. Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO : application aux petits objets nomades communicants. Autre. Université Nice Sophia Antipolis; Université Cheikh Anta Diop (Dakar), 2013. Français. NNT : 2013NICE4143 . tel-00935084

HAL Id: tel-00935084

<https://theses.hal.science/tel-00935084>

Submitted on 23 Jan 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

ECOLE DOCTORALE STIC

SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION

THESE EN COTUTELLE

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences

de l'Université de Nice-Sophia Antipolis (France)

et

de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar (Sénégal)

Mentions : Electronique – Informatique et Télécommunications

présentée par

Ibra *DIOUM*

Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO - Application aux petits objets nomades communicants

Thèse dirigée par *Cyril LUXEY*

Co-directeur: *Sidi Mohamed FARSSI*

Encadrant: *Aliou DIALLO*

soutenue le *12 Décembre 2013*

Jury prévu :

M. Yvan Duroc

M. Olivier Lafon

M. Tan Phu Vuong

M. Cyril Luxey

M. Sidi M. Farssi

M. Papa A. Ndiaye

M. Aliou Diallo

M. Fabien Ferrero

M. Jean P. Rossi

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Professeur, Polytech Lyon, Lyon

Maître de Conférences, IETR, Rennes

Professeur, IMEP-LAHC, Grenoble

Professeur, EPIB, Nice

Maître de Conférences, ESP, Dakar

Professeur, ESP, Dakar

Maître de Conférences, LEAT, Nice

Maître de Conférences, LEAT, Nice

Ingénieur de Recherche, France Télécoms R&D

A mes parents,

A ma femme Mame Bousso Dioum

A mon fils Serigne Saliou Dioum

A tous ceux que j'aime

Table des matières

Sigles et abréviations.....	7
INTRODUCTION.....	15
Chapitre 1 LES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS SANS FIL	20
1.1 INTRODUCTION.....	21
1.2 Les différents types de réseaux sans fil.....	22
1.2.1 Les réseaux personnels sans fil (WPAN)	22
1.2.2 Les réseaux locaux sans fil (WLAN)	23
1.2.3 Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN).....	24
1.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN)	25
1.3 Environnement de propagation dans les communications sans fil.....	27
1.3.1 Les mécanismes de propagation.....	27
1.3.2 Le canal de propagation radio	29
1.3.3 Les modèles de canal.....	35
1.4 Diversité et Systèmes MIMO	38
1.4.1 Principe de la diversité	38
1.4.2 La micro diversité.....	39
1.4.3 La macro diversité.....	41
1.4.4 Les techniques de combinaisons de signaux	42
1.4.5 Gain en diversité et corrélation	44
1.4.6 BPR et MEG.....	49
1.4.7 Les systèmes MIMO	50
1.5 Le Long Term Evolution (LTE).....	56
1.5.1 Les bandes de fréquences LTE.....	56
1.5.2 L'interface Air en LTE.....	58
1.6 Conclusion.....	60
Chapitre 2 ANTENNES MINIATURES ET SYSTEMES MULTI ANTENNAIRES	65
2.1 INTRODUCTION.....	66
2.2 ANTENNES POUR TERMINAUX MOBILES.....	67
2.2.1 Conception d'une antenne miniature.....	67
2.2.2 Paramètres des antennes miniatures	68
2.2.3 Limites physiques des antennes miniatures.....	74

2.2.4	Techniques de miniaturisation.....	75
2.2.5	Techniques de conception d'antenne miniature	77
2.2.6	Antennes multi-bandes pour les communications mobiles	84
2.3	SYSTEMES MULTI ANTENNAIRES	92
2.3.1	Problématique de la conception des systèmes multi antennes	92
2.3.2	Isolation des éléments rayonnant d'un système multi-antennaire	93
2.4	Conclusion.....	98
Chapitre 3 SYSTEMES MULTI ANTENNAIRES POUR PETITS OBJETS COMMUNICANTS EN BANDES LTE		107
3.1	INTRODUCTION.....	108
3.2	Systemes multi antennes planaires bi-bande.....	109
3.2.1	Conception du système de référence	109
3.2.2	Système multi-antennes bi-bandes	118
3.2.3	Isolation des éléments rayonnants par une ligne de neutralisation.....	121
3.2.4	Caractérisation de la structure multi bande optimisée.....	126
3.3	structure alimentée par unite opto-électronique	129
3.3.1	Description de la nouvelle structure	129
3.3.2	Caractérisation du système multi antennaire.....	133
3.4	structure multi-antennes bi-bande compacte pour application en lte	137
3.4.1	Conception de la structure de référence	137
3.4.2	Systèmes multi antennaire bi-bande.....	142
3.5	Amélioration de la bande passante de l'antenne miniature	152
3.5.1	Méthodes d'amélioration de la bande passante	152
3.5.2	Limite physique de l'adaptation	153
3.5.3	Amélioration de la bande passante de l'antenne miniature par la méthode de Youla – Carlin	156
3.6	Conclusion.....	162
Chapitre 4 MESURES DES PERFORMANCES DES SYSTEMES MULTI-ANTENNAIRES DANS DIFFERENTS ENVIRONNEMENTS DE PROPAGATION		168
4.1	INTRODUCTION.....	169
4.2	évaluation des performances en diversité et mimo dans les environnements de propagation	169
4.2.1	Le modèle AAU	170
4.2.2	Le modèle GRIMM	187
4.2.3	Le modèle WINNER II	193
4.3	Conclusion.....	196
CONCLUSION		200

ANNEXES	205
A.1 Modèle AAU : Détails du traitement de donnees.....	206
A.2 simulation du système LTE pour la liaison descendante en utilisant systemvue	211
Publications et communications	215
Résumé:	216

Sigles et abréviations

1G	Première Génération
2G	Seconde Génération
3G	Troisième Génération
3GPP	Third Generation Partnership Project
4G	Quatrième Génération
AAU	Aalborg University
ADS	Advanced Design System
AMPS	Advanced Mobile Phone Services
AoA	Angle of Arrivals
AoD	Angle of Departure
BLAST	Bell labs Layered Space Time
BLER	Block Error Rate
BP	Bande Passante
BPR	Branch Power Ratio
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CDF	Cumulative Distribution Function

CDMA	Code Division Multiple Access
CDS	Channel Dependent Scheduling
CMS	Composants Montés en Surface
CREMENT	Centre de REcherche Mutualisé sur les ANTennes
CTIA	Cellular Telecommunication Industry Association
DAS	Débit d'Absorption Spécifique
dB	Décibel
DCS	Digital Communication System
DFT	Discrete Fourier Transform
DG	Diversity Gain
DGS	Defected Ground Structure
DMFL	Data Mode Flate on surface
DMLL	Data Mode Landscape Left tilt
DMLR	Data Mode Landscape Right tilt
DMP	Data Mode Portrait
DSG	Diversity System Gain
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
EBG	Electromagnetic Band Gap

EGC	Equal Gain Combining
ETSI	European Telecommunication Standards Institute
E-UTRAN	Evolved-Universal Terrestrial Radio Acces Node
FB	Far Base
FDD	Frequency Division Duplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FDTD	Finite Difference Time Domain
FSK	Frequency Shift Keying
FSTD	Frequency Shift Transmit Diversity
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS	General Packet Radio Service
GRIMM	Géometrie et Rayons pour l'Ingénierie Micro cellulaire
GSM	Global System for Mobile Communication
HFSS	High Frequency Structural Simulator
HiperACCESS	High Performance Access
HiperLAN	High Performance Local Area Network
HiSWAN	High Speed Wide Area Network
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFA	Inverted-F Antenna
ILA	Inverted-L Antenna
IMT - 2000	International Mobile Telecommunication 2000
ISM	Industrial, Scientific and Medical
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line Of Sight
LRHL	Landscape Mode, Right Tilt, Left Hand only
LRHR	Landscape Mode, Right Tilt, Right Hand only
LRHT	Landscape Mode, Right Tilt, TwoHand
LTE	Long Term Evolution
MEG	Mean Effective Gain
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MRC	Maximum Ratio Combining
NB	Near Base
NLOS	Non LINE Of Sight
NMHA	Normal Mode Helical Antenna
NMT	Nordic Mobile Telephone
NTT	Nippon Telephone and Telegrah

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OTA	Over The Air
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PCB	Printed Circuit Board
PCS	Personal Communication Service
PDC	Personal Digital Cellular
PDF	Probability Density Function
PHR	Portrait Mode with Right Hand
PIFA	Planar Inverted-F Antenna
PTH	Portrait Mode with Two Hands
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
ROS	Rapport d'Onde Stationnaire
SAM	Specific Anthropomorphic Manequin

SATIMO	Société d'Applications Technologiques de l'Imagerie Micro-Onde
SFBC	Space Frequency Block Coding
SISO	Single Input Single Output
SMA	SubMiniature version A
SNR	Signal to Noise Ratio
TACS	Total Acces Communication System
TDD	Time Division Duplexing
TDL	Tapped Delay Line
TDMA	Time Division Multiple Access
TUD	Theorie Uniforme de la Diffraction
UIT	Union Internationnal des Télécommunications
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WINNER II	Wireless World Initiative New Radio phase II
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

WWAN Wireless Wide Area Network

XPR Cross-Polarization Ratio

INTRODUCTION

Les technologies et standards sans fils telles que le GSM (Global System for Mobile communication), l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), le LTE (Long Term Evolution), le WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), le Wi-Fi (Wireless Fidelity), et le Bluetooth ont révolutionné la façon dont nous communiquons et échangeons des données notamment à travers des services comme la téléphonie et l'accès Internet. Ces services offerts par les réseaux sans fils sont en constante augmentation et s'adaptent aux besoins professionnels et/ou personnels des utilisateurs, de plus ils sont disponibles n'importe quand et presque n'importe où. Ils deviennent ainsi extrêmement demandeurs en termes de débits. Face à l'augmentation certaine du nombre des utilisateurs ainsi que celle des débits de transmission dans les prochaines décennies, les futurs systèmes de radiocommunications devront mettre en œuvre des techniques de plus en plus évoluées pour satisfaire à ces demandes.

Le besoin de toujours améliorer les débits de transmission de données pousse les chercheurs dans le domaine des communications sans fils à améliorer sans cesse les systèmes de communication existants et imaginer de meilleures solutions pour les futurs standards. Le but consistant à étendre les communications sans fils a abouti à de nouvelles versions du standard de troisième génération telles que le HSPA (High Speed Packet Access) dans les releases 5 et 6 et le HSPA-Evolution dans les releases 7 et 8 respectivement pour le 3GPP (Third Generation Partnership Project) et EV-Do (Evolution-Data Optimized) du 3GPP2. De plus, des systèmes totalement orientés "paquets" comme le LTE (Long Term Evolution) du 3GPP (release 8 – 9) considéré comme la quatrième génération (4G) des systèmes cellulaires est actuellement en train d'être déployé dans le monde entier.

Cependant, une des caractéristiques majeures des communications sans fils demeure l'environnement de propagation des ondes électromagnétiques. En effet, ces environnements, qui représentent les canaux de propagation, sont le plus souvent de type multi-trajets à cause des mécanismes de propagation tels que les réflexions, la dispersion, la diffusion ou les diffractions provoqués par des obstacles se trouvant dans ces canaux radio, ce qui peut entraîner des phénomènes d'évanouissements des signaux reçus et ainsi altérer la qualité des communications.

Les effets d'évanouissements de ces signaux peuvent être compensés par l'utilisation d'antennes multiples en émission et/ou en réception. Aujourd'hui les technologies multi-antennaires sont assez matures pour devenir une solution de plus en plus répandue dans les

systèmes de communication sans fil, pour obtenir des débits de données élevés sans pour autant augmenter la puissance de transmission et/ou la largeur spectrale utilisée. Elles permettent aussi d'assurer des connexions fiables et une bonne couverture du réseau. Au début de l'utilisation de ces technologies, des antennes multiples et des algorithmes intelligents appropriés pour combiner les signaux reçus ont été appliqués à une seule extrémité du lien (aux niveaux des stations de base des réseaux cellulaires). Le but principal était d'améliorer la fiabilité de réception du signal. Des éléments multi-antennaires aux deux extrémités du lien (systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output)) sont la technologie clé des systèmes 3G-Evolved et 4G. Par exemple, l'implémentation d'antennes multiples en réception sur le lien downlink est en option dans la famille de standards HSPA et c'est une exigence minimale dans les systèmes de communication LTE.

Les technologies multi-antennaires ont permis l'évolution des systèmes de communication conventionnels SISO (Single Input Single Output) aux systèmes SIMO (Single Input Multiple Output), MISO (Multiple Input Single Output) et MIMO (Multiple Input Multiple Output) avec des configurations respectives d'antennes multiples en réception et en émission. Néanmoins, les avantages de performances des techniques multi-antennaires sont accompagnés par des défis techniques significatifs. Un challenge important se trouve dans l'utilisation d'antennes multiples dans le lien descendant des réseaux mobiles pour des configurations SIMO et MIMO. La taille globale d'un terminal mobile, et plus proprement dit, le volume restreint alloué pour les antennes dans le terminal mobile, force les antennes à être faiblement espacées. Par conséquent, ces antennes souffrent d'une forte corrélation, d'un couplage mutuel important et d'une faible isolation qui limitent leurs performances. De plus, les antennes intégrées dans les terminaux mobiles actuels sont conçues pour être multi-bandes qui, en raison de l'espace limité de mise en œuvre, peut dégrader l'efficacité de l'antenne, le gain du système multi-antennaire. L'utilisation pratique des terminaux mobiles représente un défi supplémentaire à la conception de systèmes multi-antennaires car c'est une exigence majeure que d'obtenir de bonnes performances dans un environnement de propagation donné tenant compte également d'un utilisateur. Il faut souligner que la présence de l'utilisateur induit à un detuning de l'antenne, l'absorption de la puissance rayonnée, affectant ainsi les performances d'efficacité et de corrélation du système multi-antennaire.

Les concepts et principes de bases des techniques multi-antennaire ont été étudiés depuis plusieurs années. Cependant, l'implémentation d'antennes multiples et multi-bandes avec une

optimisation de leur performance dans un terminal compact réaliste est un sujet de recherche relativement récent. C'est un domaine de recherche qui implique trois disciplines connexes: les antennes, la propagation et les théories de communication : il s'agit donc d'un sujet de recherche interdisciplinaire.

L'objet de cette thèse consiste à rechercher de nouvelles techniques pouvant améliorer les performances d'un petit objet communicant comportant plusieurs éléments rayonnants multi-bandes. Elle consiste à travailler sur la conception et l'évaluation des performances de systèmes multi-antennaires, des techniques de diversité et MIMO opérant dans les gammes de fréquences du standard LTE. Cette thèse se décompose en quatre chapitres qui détaillent l'évolution de notre travail.

Dans le chapitre 1, nous présentons les systèmes de communication sans fil en définissant d'abord les différents types de réseaux sans fils, les mécanismes de propagation, le canal de propagation et les modèles de canal. Différentes techniques de diversités pour lutter contre les évanouissements du signal sont expliquées ainsi que les différentes techniques de combinaison des signaux reçus sur plusieurs antennes permettant de maximiser la puissance reçue. Egalement les différents paramètres et critères qui permettent d'estimer les performances en diversité sont explicités. Après une présentation de l'intérêt des systèmes MIMO, le modèle du canal MIMO et la capacité d'un canal MIMO sont définis. Le multiplexage spatial et le codage spatio-temporel sont aussi illustrés dans ce chapitre. Une description du standard LTE termine ce chapitre.

Dans le chapitre 2, nous évoquons la problématique de la conception d'antennes miniatures avant de présenter les principaux paramètres et caractéristiques de ces antennes. Ainsi, les limites physiques des antennes miniatures sont discutées avant d'aborder les différentes techniques de miniaturisation avec leurs limites et leurs difficultés d'implémentation. Les méthodes de conception d'antennes multi-bandes sont parcourues avant d'explicitier les différentes antennes miniatures pouvant être utilisées comme aériens pour de petits objets communicants. Nous terminons le chapitre par la problématique des systèmes multi-antennaires et les techniques pour augmenter l'isolation de ces antennes.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des prototypes de systèmes multi-antennaires réalisés dans le cadre de cette thèse. Tout d'abord, un système composé de deux antennes monopoles méandres bi-bande placées sur un même PCB, opérant dans les bandes

LTE700 et LTE2500 est présenté. La position idéale de la ligne de neutralisation est étudiée avant son intégration. Après une étude paramétrique sur les dimensions de la ligne, nous parvenons à isoler le système dans les deux bandes et spécialement en bande basse à 700 MHz ce qui était le challenge majeur initial. Une structure alimentée par une unité optique est par la suite présentée. La conception du système multi-antennaire de cette structure est faite en prenant en compte le boîtier plastique du terminal et l'unité optoélectronique d'alimentation. La ligne de neutralisation est utilisée pour isoler les différents éléments rayonnants du système. Après la présentation de ces deux structures planaires, la conception d'un système d'antennes IFA compactes bi-bande est présentée. L'effet de la position de la seconde antenne sur le plan de masse est étudié avant de fixer deux positions et ainsi obtenir un système multi-antennaire compact. Pour la structure symétrique, la ligne de neutralisation est utilisée pour l'isolation et pour la structure orthogonale, la position de la seconde antenne varie.

En se basant sur ces systèmes multi-antennaires, nous avons calculé dans le chapitre 4 leurs performances en diversité et MIMO dans différents environnements de propagation en utilisant à la fois le modèle AAU développé par l'Université d'Aalborg (Danemark), le modèle GRIMM développé par Orange Labs (La Turbie) et le modèle WINNER II implémenté dans SystemVue. Ces modèles nous ont permis de calculer les performances en diversité et MIMO de nos systèmes dans des environnements de propagation réalistes.

Ainsi nous terminons par une conclusion et dégager les perspectives de travail.

Chapitre 1 LES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS SANS FIL

1.1 INTRODUCTION

La communication sans fil consiste, constitue un domaine très évolutif dans les systèmes de communications [TSVI05]. Cette évolution constante des technologies sans fil change considérablement le cours de vie des humains, leur travail et leurs distractions. La prolifération des petits objets communicants sans fil fait de cette technologie une partie intégrante de la vie quotidienne et un outil indispensable d'affaires [ZHON10]. Le succès obtenu au niveau du grand public peut se comprendre, par comparaison avec la communication filaire, par la mobilité offerte et la disposition d'une connectivité commode. En plus, les réseaux sans fil sont généralement faciles à déployer et permettent de relier des utilisateurs se trouvant dans des zones difficiles d'accès. Ainsi, émetteurs et récepteurs dans ces réseaux sont reliés par un médium de transmission dénommé le canal radio (ou interface air).

Cependant, il y a deux aspects fondamentaux des communications sans fil qui font de ces systèmes un problème intéressant et de challenge : le phénomène d'évanouissement et les interférences. A la différence de la communication filaire où chaque couple émetteur - récepteur dispose d'une paire de fils permettant de réaliser un lien point à point isolé [TSVI05], tous les utilisateurs des systèmes sans fils partagent le même milieu de transmission. Ainsi, les ondes émises par les différents utilisateurs peuvent subir de la diffraction, des réflexions et des interférences. Les autres aspects des communications sans fil sont les phénomènes liés à l'environnement de propagations auxquels le signal peut être soumis. Dans certains cas, un chemin direct (Line Of Sight - LOS) peut exister entre émetteur et récepteur. Dans le cas où ce chemin direct n'existe plus (Non Line Of Sight – NLOS), le signal doit passer par un nombre de chemins de propagation différents pour arriver au récepteur après réflexion, diffraction sur des obstacles dans l'environnement de propagation (immeubles, montagnes, mur, ...). Au niveau du récepteur, le signal reçu est constitué de multiples signaux élémentaires avec une amplitude, une phase et un délai qui diffèrent [MOLI10]. Ces phénomènes sont communément connus sous le nom d'évanouissement (fading). Il existe deux types d'évanouissement : l'évanouissement dû aux effets de masques appelé évanouissement lent (slow fading) et l'évanouissement dû aux trajets multiples appelé évanouissement rapide [SAAR07]. Ces phénomènes dégradent généralement la qualité et le débit des systèmes de communications sans fil si rien n'est fait pour en tirer parti.

Ainsi pour lutter contre les effets négatifs de ces phénomènes, les techniques de diversité d'antennes peuvent-être utilisées pour améliorer les performances des systèmes de communications sans fil. Cependant, l'intégration de plusieurs antennes dans un petit objet communicant est un challenge car il est nécessaire d'obtenir une bonne isolation des antennes pour maximiser les performances en diversité.

1.2 LES DIFFERENTS TYPES DE RESEAUX SANS FIL

Cette section fournit une vue d'ensemble des systèmes de communications sans fil. Les réseaux de communications sans fil sont souvent classifiés suivant leur taille, leur type de service, et leur débit de transmission de données. Suivant ces critères, un réseau de communications sans fil se trouve dans l'une des catégories suivantes : les réseaux personnels sans fil (Wireless Personal Area Network - WPAN), les réseaux locaux sans fil (Wireless Local Area Network - WLAN), les réseaux métropolitains sans fil (Wireless Metropolitan Area Network - WMAN) et les réseaux étendus sans fil (Wireless Wide Area Network - WWAN).

1.2.1 Les réseaux personnels sans fil (WPAN)

Les réseaux WPAN couvrent une petite zone qui s'étend sur quelques dizaines de mètres autour de l'utilisateur [DUSW10] et permettent d'interconnecter des équipements personnels. Les technologies de ces types de réseaux obéissent à des règles spécifiées dans les standards IEEE 802.15 (Institute of Electrical and Electronics Engineers) et HomeRF (Home Radio Frequency) [DUSW10]. Une caractéristique de la technologie WPAN est l'aptitude aux équipements à raccordement immédiat « plug-in ». Le marché des réseaux WPAN est dominé par les produits de la technologie Bluetooth (IEEE 802.15.1) qui fournissent des services bas débits avec une consommation importante en puissance [ZHON10]. On recense également les technologies ZigBee (IEEE 802.15.4) et WiMedia (IEEE 802.15.3). La technologie ZigBee, contrairement à Bluetooth, permet d'obtenir des liaisons sans fil basse consommation et bas coût. Les technologies WPAN opèrent typiquement dans la bande ISM (Industrial, Scientific and Medical) libre 2,4 GHz et 868 – 928 MHz pour le ZigBee.

Les réseaux WPAN peuvent avoir une architecture cellulaire ou une architecture ad hoc [MOLI10].

1.2.2 Les réseaux locaux sans fil (WLAN)

Les réseaux locaux sans fil couvrent une zone de quelques mètres à quelques centaines de mètres. Ce sont des réseaux qui sont faits pour compléter les réseaux locaux filaires. Les réseaux sans fil les plus connus sont spécifiés dans le standard IEEE 802.11. Il existe d'autres réseaux locaux sans fil comme la norme européenne HiperLAN (High performance radio LAN) et la norme japonaise HiSWAN (High Speed Wireless Access Network). Une norme WLAN se définit par sa fréquence centrale, sa largeur de bande, le débit théorique maximal et le type de modulation [TOUN08].

Dans le standard IEEE 802.11, plusieurs normes ont été implémentées. La norme IEEE 802.11b, qui travaille dans la bande 2,4 GHz et qui utilise une largeur de bande de 22 MHz, fournit un débit théorique maximal de 11 Mbps. Les modulations BPSK (Binary Phase Shift Keying) et QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) avec étalement de spectre DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) sont utilisées et permettent une couverture en espace libre d'environ 100m et de 30m en indoor. La norme IEEE 802.11a a été développée en 1999 et opère dans la bande des 5GHz. Elle est basée sur la technologie de modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Elle permet d'avoir un débit théorique de 54 Mbps. Elle est identique à la norme 802.11g développée en 2003 à la différence que celle-ci travaille dans la bande ISM 2,4 GHz. Elle utilise des schémas de modulation BPSK, QPSK, 16QAM (16 states - Quadrature Amplitude Modulation) et 64QAM (64 states - Quadrature Amplitude Modulation) avec une largeur de bande de 20MHz permettant ainsi d'obtenir une couverture d'environ 50m. La norme IEEE 802.11n, quant à elle, permet d'atteindre un débit théorique de 300 Mbps en combinant les systèmes MIMO, le codage intelligent et la coexistence de largeurs de bande de 20 MHz et 40 MHz dans les bandes 2,4 GHz et 5 GHz. Pour améliorer les standards IEEE 802.11, la norme IEEE 802.11e a été développée pour fournir une amélioration de la qualité de service (QoS) et la norme IEEE 802.11i a été développée pour améliorer la sécurité [DUSW10].

La norme HiperLAN est un standard de l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute). L'ETSI avait introduit ce standard HiperLAN Type1, en 1996, comme un concurrent de la norme IEEE 802.11b. L'HiperLAN Type1 utilise des modulations FSK (Frequency Shift Keying) et GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), atteignant un débit maximal de 23,5 Mbps et il opère dans la bande des 5 GHz. Le standard HiperLAN Type2 a

aussi été développé en 2002 par l'ETSI pour concurrencer la norme IEEE 802.11a. Il opère dans la bande des 5 GHz avec un débit maximal de 54 Mbps [GOLD05].

1.2.3 Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN)

Les réseaux WMAN sont des types de réseaux qui visent principalement à fournir l'accès sans fil à haut débit dans une zone géographique plus grande que les réseaux WLAN : ils peuvent s'étendre jusqu'à l'échelle d'une ville. Leur principal avantage est leur déploiement rapide et leur coût relativement bas. Ils permettent de palier au câble pour la connexion des utilisateurs se trouvant dans une zone géographique où celui-ci est difficile à déployer [ZHON10].

Ces types de réseaux sont, pour les plus connus, décrits dans les spécifications des normes IEEE 802.16. Ces normes sont aussi connues sous le nom de WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access). La norme initiale IEEE 802.16, approuvée en 2001, utilise les bandes de fréquence de 10 à 66 GHz. Elle nécessite une propagation en chemin direct (LoS) entre émetteur et récepteur et utilise la technique d'accès multiple TDMA (Time Division Multiple Acces) et une modulation mono-porteuse [DUSW10]. Il faut noter aussi que pour cette norme, la station de base et les antennes des équipements utilisateurs doivent être positionnées en extérieur. D'autres normes IEEE 802.16 ont été développées pour travailler dans une bande de 2 à 11 GHz, ne nécessitant pas la propagation en ligne directe (LoS) et qui utilisent une modulation multi-porteuse comme l'OFDM [MOLI10]. La norme IEEE 802.16d, développée en 2004, est désignée comme le «WiMAX fixe» car elle ne supporte pas la mobilité. Elle constitue la base du WiMAX. Plus tard, en 2005, la norme IEEE 802.16e a été introduite. Elle supporte la mobilité et est connue sous le nom de «WiMAX mobile». En plus de la mobilité, elle intègre un accès plus flexible basé sur la technique OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Acces) et offre un débit max de 75 Mbps et permet une couverture d'un rayon de 50 km [DUSW10]. En 2010, une nouvelle norme a été développée, la norme IEEE 802.16m appelée aussi WiMAX II ou Gigabit WiMAX. Elle permet l'intégration de nouvelles technologies comme les techniques MIMO et les débits multi canaux. Elle offrira des débits de transmission jusqu'à 1 Gbps en liaison fixe ou liaison nomade stationnaire et de 100 Mbps en liaison mobile à grande vitesse [AHMA10, DEPR11].

A côté de ces standards IEEE, l'ETSI a développé son standard WMAN connu sous le nom de HiperACCESS (High Performance Access) qui est une alternative à la norme IEEE 802.16 native. Ce standard travaille dans les bandes 10 GHz et 66 GHz avec des débits de données de plus de 120 Mbps [AHMA10].

1.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN)

Les réseaux étendus sans fil sont des réseaux dans lesquels les technologies des réseaux mobiles cellulaires sont utilisées. Ces réseaux sont entre autres, les réseaux GSM (Global System for Mobile communication), les réseaux UMTS (Universal Mobile Télécommunication System), les réseaux GPRS (General Packet Radio Service) et les réseaux LTE (Long Term Evolution). Ces réseaux ont évolué très rapidement durant les trois dernières décennies. Les développements de ces réseaux sont classés en « générations ».

La première génération (1G) de réseaux mobiles déployés pour la plupart dans les années 80 était constituée de systèmes de communications vocales analogiques. Ces réseaux étaient basés sur la technique d'accès multiple FDMA (Frequency Division Multiple Access) et la modulation de fréquence analogique pour la transmission de la voix [STÜB11]. Les systèmes 1G ont principalement été déployés aux bandes de fréquence de 450 MHz à 1 GHz et les cellules pouvaient avoir des rayons de 2 à 40 km [DUSW10]. Comme systèmes 1G, on peut lister le système AMPS (Advanced Mobile Phone Services), le système européen TACS (Total Access Communication System), le système japonais NTT (Nippon Telephon and Telegraph), le NMT (Nordic Mobile Telephone développé par Ericsson et le C-Netz/C-450 déployé en Allemagne, en Australie, au Portugal et en Afrique du Sud. Tous ces systèmes utilisaient la technique FSK (Frequency Shift Keying) pour le contrôle de la signalisation.

La seconde génération (2G) de réseaux mobiles a commencé à être introduite au début des années 1990. Ces systèmes 2G étaient caractérisés par une implémentation en numérique. En plus de la technique d'accès multiple qui était utilisé dans la 1G, d'autres techniques d'accès multiple ont été introduites telles que les techniques TDMA (Time Division Multiple Access) et CDMA (Code Division Multiple Access) [DUSW10] et des techniques de modulation numérique. Ces systèmes incluaient les standards GSM, DCS (Digital Communication System) utilisés en Europe et PCS (Personal Communication Service) aux Etats Unis, au Canada et au Japon, le standard PDC (Personal Digital Cellular) au Japon et les standards IS-

54, IS-136 et IS-95 aux Etats Unis. Les systèmes 2G fournissaient un service de transmission de données avec un débit variant entre 9,6 kbps et 14,4 kbps.

La troisième génération (3G) a été développée par l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) sous le nom d'IMT – 2000 (International Mobile Telecommunications 2000) ou UMTS (Universal Mobile Télécommunication System). C'est un système sans fil ubiquiste qui peut supporter la voix, le multimédia et la transmission de données haut débit. Les systèmes 3G sont caractérisés par des communications larges bandes. A l'origine, ils devaient fournir des débits de transmission de données de 2 Mbps en mode stationnaire, 384 Kbps pour les utilisateurs mobiles à petite vitesse et de 144 Kbps pour les utilisateurs mobiles à grande vitesse [DUSW 10]. Contrairement à la 2G, la 3G utilise la commutation de paquet et est déployée sur plusieurs bandes de fréquence. Les normes 3G les plus dominantes sont le WCDMA et le CDMA2000 administrées respectivement par les deux groupes de l'UIT, le 3GPP (Third Generation Partnership Project) et le 3GPP2 (Third Generation Partnership Project 2). L'une des dernières étapes d'évolution de la technologie 3G, envisagée comme l'évolution à long terme de l'UMTS, est le LTE (Long Term Evolution). Cette évolution sera destinée à maintenir la compétitivité de l'UMTS sur un horizon de plus de dix ans.

Le LTE, définie dans la Release 8 du 3GPP en décembre 2008, va apporter des améliorations technologiques à la 3G comme, entre autres, l'allocation dynamique de bande passante, de nouveaux schémas MIMO, de nouveaux schémas de transmission [ROAA12]. Avec le LTE, une interface radio complètement différente a été spécifiée pour surmonter les effets d'évanouissement multi trajet et fait appel à une nouvelle technique d'accès à la ressource fréquentielle. La LTE est considérée comme la quatrième étape de l'évolution des réseaux mobiles, et elle est donc considérée comme 4G. Cette technologie sera détaillée dans la suite.

Bien que le LTE puisse fournir un service multimédia, son débit de transmission de données était toujours limité. Pour garantir l'attente des exigences de la norme IMT-Advanced, une évolution a été faite sur la LTE. Cette évolution, définie sur la Release 10 du 3GPP, est connue sous l'appellation LTE-A (Long Term Evolution – Advanced). Elle doit permettre d'utiliser une bande passante beaucoup plus large pour permettre d'atteindre un débit de transmission de données de 100 Mbps en mobilité à grande vitesse et de 1 Gbps en accès stationnaire [DUSW10].

1.3 ENVIRONNEMENT DE PROPAGATION DANS LES COMMUNICATIONS SANS FIL

La compréhension des mécanismes de propagation des ondes radio et les propriétés du canal de propagation sont importantes pour concevoir des systèmes de communications mobiles. Ce canal diffère de celui des communications filaires par la propagation multi-trajet, existant entre l'émetteur et le récepteur et le signal peut être réfléchi, diffracté ou diffusé tout au long du trajet. Dans cette partie nous allons décrire les mécanismes de propagation qui régissent la propagation des ondes radio, le canal radio qui est le milieu de propagation et les modèles de canal existant.

1.3.1 Les mécanismes de propagation

La propagation de l'onde peut se faire en espace libre ou hors espace libre. En espace libre, l'onde se propage en trajet direct et cette propagation suit la loi de FRIIS (appelée aussi équation des télécommunications). Hors espace libre les situations les plus courantes de propagation sont observées. Les mécanismes de propagation les plus importants observés sont la réflexion, la réfraction, la diffraction et la diffusion. Ces phénomènes, dus à des obstacles dans le milieu de propagation, peuvent provoquer des changements d'amplitude, de phase et de direction de propagation de l'onde. Ces phénomènes dépendent aussi de la taille de l'obstacle par rapport à la longueur d'onde. Ils peuvent être décrits en termes de combinaison de mécanismes simples opérant sur des ondes planes. Ils sont décrits ci-après et sont illustrés dans la figure 1.1.

Réflexion et Réfraction: Ces deux phénomènes apparaissent lorsque la taille de l'obstacle est grande comparée à la longueur d'onde et que l'obstacle a de petites irrégularités [MABR08]. Ils interviennent lorsque les ondes rencontrent une surface séparant deux milieux de perméabilités et de permittivités différentes. La réflexion de l'onde arrive lorsque l'onde rencontre une surface plate. La partie de l'onde renvoyée dans une direction privilégiée dans le même milieu que l'onde incidente est l'onde réfléchie. Le coefficient de réflexion est défini comme le rapport de l'amplitude de l'onde réfléchie par celle de l'onde incidente et peut être calculé selon la loi de Snell [MOLI10]. La partie de l'onde incidente transmise dans l'autre milieu avec une autre direction résulte du mécanisme de réfraction et elle constitue l'onde réfractée. Ce phénomène de réfraction est spécialement important pour la propagation à l'intérieur des bâtiments. Tout comme la réflexion, l'onde réfractée peut être caractérisée

avec les lois de Snell. La somme des ondes réfléchies et réfractées est différente de l'onde incidente car les multiples réflexions causent des atténuations à cause des pertes.

Diffusion : La diffusion est similaire à la réflexion mais elle est le mécanisme qui surgit quand la surface n'est pas lisse. C'est un phénomène très important pour les communications sans fil. Les obstacles doivent avoir des dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. La diffusion est aléatoire car elle dépend de la rugosité d'une surface. L'onde réfléchie devient dispersée sur un grand nombre de points de cette surface. Ceci réduit l'énergie dans la direction spéculaire et augmente l'énergie émise dans d'autres directions [SAAR07]. Le degré de dispersion dépend de l'angle d'incidence aussi bien que de la rugosité de la surface en comparaison à la longueur d'onde [DUSW10]. La position de l'obstacle par rapport à l'émetteur et au récepteur a une influence et permet de définir deux types de diffuseurs : les diffuseurs locaux et les diffuseurs lointains. Les diffuseurs locaux interviennent lorsque les obstacles sont proches de l'émetteur ou du récepteur. S'ils se trouvent du côté du récepteur, ils occasionnent un grand étalement angulaire des échos et un étalement temporel faible. Tandis que s'ils se trouvent proches de l'émetteur, on enregistre de faibles étalements angulaires et temporels. Les diffuseurs lointains désignent les obstacles éloignés à la fois de l'émetteur et du récepteur. Ils donnent lieu à des trajets multiples caractérisés par un fort étalement temporel [MABR08].

Diffraction : Dans bien des cas, le chemin entre la station de base et le mobile est obstrué ce qui empêche un chemin en ligne directe entre le mobile et la station de base. Le principal mécanisme de propagation qui apparaît, quand les ondes électromagnétiques n'arrivent pas à traverser les obstacles, est la diffraction. Ces obstacles ont une dimension faible comparée à la longueur d'onde ou l'obstacle doit posséder des arêtes vives [MABR08]. L'atténuation du niveau du signal comparée à l'atténuation en espace libre peut être très significative et la portée maximale du lien sera très réduite.

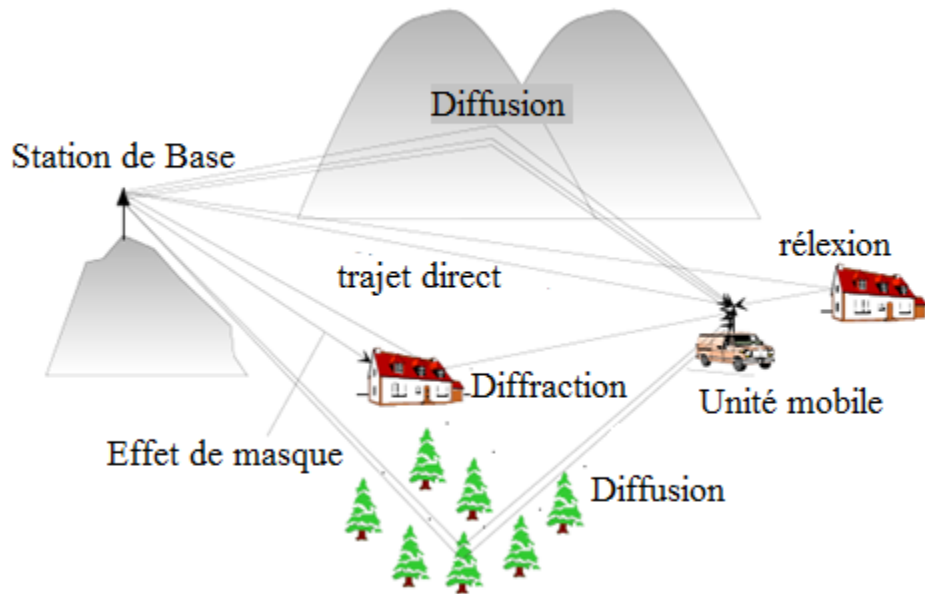


Figure 1.1 Les mécanismes de propagations

1.3.2 Le canal de propagation radio

Un système de transmission radio transforme un signal électrique émis $e(t)$ en un signal électrique reçu $s(t)$ par le moyen des ondes électromagnétiques. Le canal de propagation correspond au système convertissant le signal $e(t)$ au signal $s(t)$ et représente ainsi les interactions entre les ondes électromagnétiques et leur environnement. Une distinction doit être faite entre le canal de propagation et le canal de transmission. Le canal de propagation représente la transformation des ondes au cours de leur propagation tandis que le canal de transmission inclut les diagrammes de rayonnement des antennes [PTPU09]. La figure 1.2 donne le canal de transmission (zone encadrée en pointillés) et le canal de propagation (zone grise).

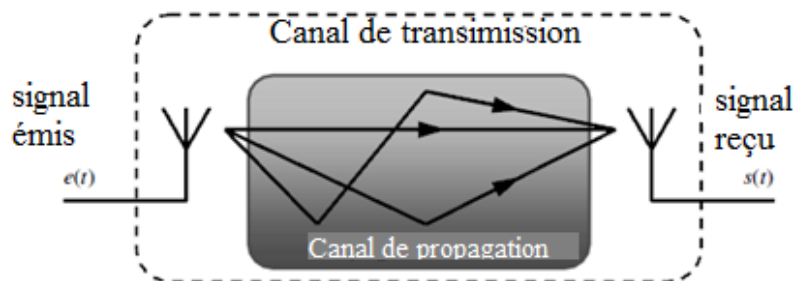


Figure 1.2 Canal de propagation et canal de transmission [PTPU 09]

Dans tous les systèmes de communications sans fil, les signaux émis sont sujets à des phénomènes d'atténuation et à des évanouissements. De ce fait, le canal radio constitue un grand défi comme moyen de communication haut débit. En plus du bruit et interférences, il est susceptible à une modification des obstacles au fil du temps, de façon imprévisible en raison du mouvement de l'utilisateur (ou du mouvement des obstacles) [GOLD05]. Une caractéristique des canaux de communications sans fil est sa variation au cours du temps, en fonction de la fréquence.

Considérons une propagation en espace libre où l'onde se propage de l'émetteur jusqu'au récepteur en chemin direct. Dans ce cas, la puissance reçue du côté du récepteur est donnée par l'équation de transmission de FRIIS, définie par :

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.1)$$

Où P_e et P_r sont respectivement les puissances émises et reçue, G_e et G_r sont les gains de l'émetteur et du récepteur dans la direction de propagation, d la distance séparant l'émetteur et le récepteur et λ la longueur d'onde.

Il est à noter que la relation précédente peut être vérifiée pour une distance d assez grande pour que l'antenne de réception soit considérée dans la zone des champs lointains de l'antenne d'émission. Et pour cela il faut que d soit plus grande que la distance de Fraunhofer d_F , qui est liée à la plus grande dimension D de l'antenne d'émission, définie comme suit [PTPU09]:

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1.2)$$

Mais les systèmes de communications sans fil réalistes ont un canal de propagation avec de nombreux multi trajets à causes des obstacles qui sont présents dans le milieu de propagation entre l'émetteur et le récepteur. Dans cette situation, plusieurs répliques du signal émis sont reçues du côté du récepteur à travers plusieurs trajets issus des mécanismes énoncés précédemment comme le montre la figure 1.1. Les composantes du signal à la réception possèdent différents états d'atténuation, de déphasage et de retard. Les effets d'évanouissement sont souvent de trois types : les pertes de chemin qui sont une fonction décroissante de la distance parcourue par l'onde, l'évanouissement à grande échelle

principalement dû aux effets de masque générés par les obstacles de taille large comme les montagnes et les immeubles et l'évanouissement à petite échelle lié à la combinaison constructive et destructive des répliques du signal reçues au niveau de l'antenne de réception. Ces trois types de variations du signal sont illustrés dans la figure 1.3.

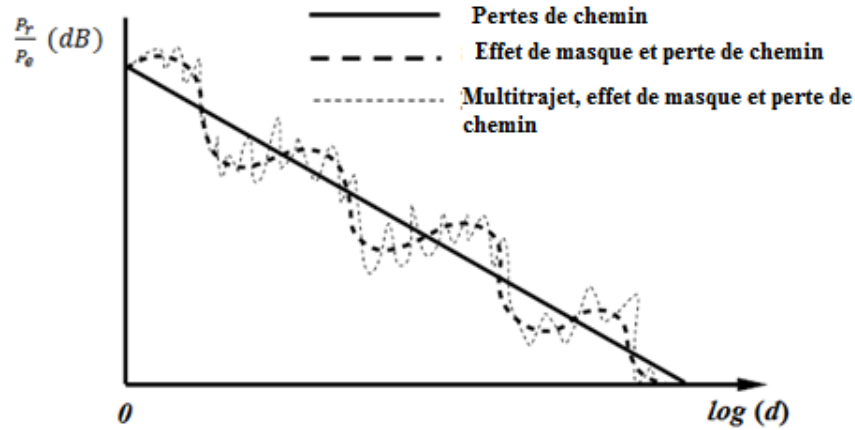


Figure 1.3 Variation de la puissance du signal en fonction de la distance

Un canal multi trajets peut être modélisé par un filtre linéaire de réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ (Figure 1.4) [JAFA05]. Dans le cas où le canal est invariant dans le temps, la réponse impulsionnelle ne dépend pas du temps t et elle est caractérisée uniquement par $h(\tau)$ [CHOU11].

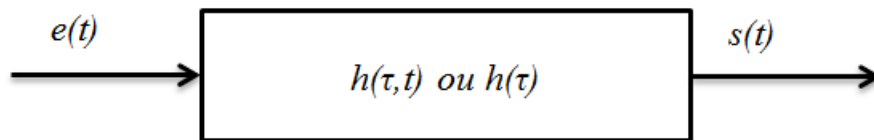


Figure 1.4 Modélisation d'un canal multi trajet par un filtre linéaire

La fonction de transfert du canal, avec des antennes isotropes et un canal variant dans le temps comportant K trajets, est définie par :

$$h(\tau, t) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) \exp(j\psi_k(\tau, t)) \quad (1.3)$$

a_k est l'amplitude déterminée par l'interaction entre les composantes du signal entre elles et le milieu de propagation, τ_k représente le retard temporel, ψ_k le déphasage. Dans le cas d'un filtre passe-bande, le signal émis $\overset{\circ}{e}(t)$ est exprimé sous la forme [CHOU11] :

$$\overset{\circ}{e}(t) = \text{Re}\{e(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (1.4)$$

Avec $e(t)$ l'enveloppe complexe du signal émis et f_c la fréquence porteuse.

Le signal reçu s'exprime sous la forme :

$$\overset{\circ}{s}(t) = \text{Re}\{s(t) \cdot \exp(2\pi f_c t)\} + n(t) \quad (1.5)$$

Où $s(t) = h(\tau, t) * e(t)$ est le résultat de l'interaction canal-signal et $n(t)$ est un bruit additif gaussien.

En prenant en compte le diagramme de l'antenne de réception, les caractéristiques spatiales du canal, notamment les angles d'arrivée devraient être ajoutées [TOUN08].

La réponse impulsionnelle de l'équation (1.3) devient :

$$h(\tau, t, \varphi) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) \delta(\varphi - \varphi_k(t)) \exp(j\psi_k t) \quad (1.6)$$

Et les réponses impulsionnelles avec ou sans les caractéristiques spatiales sont reliées par [TOUN08] :

$$h(\tau, t) = \int_0^{2\pi} h(\tau, t, \varphi) g(\varphi) d\varphi \quad (1.7)$$

Où $g(\varphi)$ est le gain de l'antenne dans le plan azimutal.

Comme mentionné précédemment le signal reçu du côté du récepteur est la combinaison de différentes composantes du signal issues des effets du multi trajets. Cette combinaison peut être constructive ou destructive. Lorsqu'elle est destructive, le signal résultant présente des évanouissements profonds. En ajoutant à cela, la présence d'obstacle et la mobilité des utilisateurs les pertes de puissances sont difficilement quantifiables. Ces types d'évanouissement sont connus sous le nom d'« évanouissement de Rayleigh ». Pour caractériser l'amplitude de la réponse impulsionnelle du canal pour un retard donné, des représentations statistiques sont généralement utilisées.

❖ *Distribution Log-normal*

Durant le mouvement du mobile, les obstacles comme les arbres, les immeubles, les véhicules se déplaçant bloquent partiellement et réfléchissent le signal, ce qui entraîne une perte de puissance. Des mesures empiriques ont révélé que l'effet de masque, qui provoque une diminution de puissance dans une large gamme de fréquence dans le domaine fréquentiel, peut être modelé par une distribution log-normal pour divers environnements extérieurs et intérieurs [ZHON10], telle que :

$$p(r) = \frac{10}{\ln 10 \sqrt{2\pi} \sigma r} \exp\left(-\frac{(10 \log_{10} r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad r > 0 \quad (1.8)$$

Où μ (dB) et σ (dB) sont respectivement la moyenne et l'écart-type de $10 \log_{10} r$

$$r = e^{kx} \quad \text{où} \quad k = \frac{\ln 10}{10}$$

❖ *Distribution de Rayleigh*

La distribution de Rayleigh convient dans le cas des canaux multi trajets sans trajet direct. L'enveloppe du signal reçu suit une loi dite de Rayleigh définie par [CHOU11, TOUN08]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad x > 0 \quad (1.9)$$

Où x est l'enveloppe du signal complexe reçu et σ est l'écart type de la partie réelle ou imaginaire du signal reçu.

- La moyenne de x est donnée par :

$$E[x] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (1.10)$$

- La valeur moyenne quadratique par :

$$E[x^2] = 2\sigma^2 \quad (1.11)$$

- Et la variance par :

$$E[x^2] - (E[x])^2 = \sigma^2 \left(\frac{4 - \pi}{2} \right) \quad (1.12)$$

❖ *Distribution de Rice*

Contrairement à la distribution de Rayleigh, la distribution de Rice est utilisée dans le cas de la modélisation d'un canal multi trajets où il existe un chemin direct et d'autres trajets indirects. La loi de Rice décrit l'enveloppe du signal reçu et est définie par [TOUN08]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + x_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xx_d}{\sigma^2}\right) \quad x \text{ et } x_d \geq 0 \quad (1.13)$$

I_0 et x_d représentent respectivement la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro et l'amplitude du trajet direct.

Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

- Sa valeur moyenne :

$$E(x) = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \left[\left(1 + \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{x^2}{2\sigma^2} I_1\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \right] \quad (1.14)$$

- Sa valeur quadratique moyenne :

$$E[x^2] = 2\sigma^2 + x^2 \quad (1.15)$$

- Sa variance :

$$E[x^2] - (E[x])^2 \quad (1.16)$$

❖ *Distribution de Nakagami*

La distribution de Nakagami est une distribution plus générale qui englobe la distribution de Rayleigh comme un cas particulier et qui peut aussi approcher la distribution de Rice. C'est une distribution alternative qui permet de modéliser le canal dans certains cas de figure comme par exemple lorsque le canal est caractérisé par deux trajets ayant des puissances

comparables mais plus fortes que les autres [CHOU11]. La distribution est donnée par l'expression suivante :

$$p(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m x^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^2\right) \quad x \geq 0 \text{ et } m \geq 0.5 \quad (1.17)$$

$\Gamma(.)$ est la fonction gamma, $\Omega = E[x^2]$ est la valeur quadratique moyenne et

$m = \frac{E^2[x^2]}{Var[x^2]}$ est le paramètre d'évanouissement.

Quand $m = 1$ et $\Omega = 2\sigma^2$ la distribution de Nakagami est réduite à la distribution de Rayleigh.

1.3.3 Les modèles de canal

Pour la conception, la simulation ou la planification d'un système de communication sans fil, des modèles pour les canaux de propagation peuvent être définis. Un modèle de canal est un outil pour simuler certains aspects de ce qui se passe entre l'émetteur et le récepteur sans avoir besoin d'implémenter le système de communication réel [CORR06]. Il comprend l'ensemble des algorithmes et méthodes utilisés pour estimer le niveau moyen du signal. Il y a principalement deux applications pour les modèles de canal : d'abord la conception, le test et l'approbation de types de systèmes de communications sans fil où nous avons besoin de modèles qui reflètent les propriétés des canaux de propagations, et ensuite l'optimisation d'un système donné dans une certaine zone géographique [MOLI10].

La création d'un modèle de canal s'effectue en trois étapes [QUIT11] dont nous énumérons dans la suite. Le développement de ces étapes n'est pas fait ici car c'est un sujet très vaste pour le détailler dans la thèse.

- ◆ Les mesures doivent être effectuées pour observer et déterminer quels phénomènes de propagations seront inclus dans le modèle de canal.
- ◆ Ensuite, le modèle est conçu et si nécessaire d'autres mesures seront effectuées pour paramétrer le modèle.
- ◆ Enfin, le modèle est validé selon certaines métriques prédéterminées.

Plusieurs modèles de canal existent et il y a deux approches de base pour l'élaboration des modèles de canaux de propagation : l'approche déterministe et l'approche stochastique. Les méthodes déterministes englobent des réponses impulsionnelles mesurées et les tracés de rayon, les méthodes stochastiques incluent des modèles de ligne de retard TDL (Tapped Delay Line) et la modélisation du domaine fréquentiel.

1.3.3.1 *Modèle de canal déterministe*

Les modèles déterministes dépendent de la géographie de l'environnement considéré et sont principalement appropriés pour la modélisation d'un site spécifique [ROAA12]. Ces modèles ne sont valables que pour des sites où le canal est invariant dans le temps, sauf si le mouvement perturbateur est parfaitement connu. Pour la description des modèles de canal déterministe, deux méthodes sont parfois utilisées : l'approche basée sur la théorie de l'électromagnétisme régie par les équations de Maxwell et l'approche basée sur l'optique géométrique et la théorie uniforme de la diffraction (TUD) [IBNK04, MOLI10].

L'approche développée par la théorie de l'électromagnétisme est basée sur la résolution des équations de Maxwell et par des formulations d'équations intégrales ou différentielles. Pour la résolution des équations intégrales, la méthode utilisée est la méthode des moments où les courants inconnus, issus des diffuseurs, sont représentés par un ensemble de fonctions de base. Pour les équations différentielles, la méthode des différences finies appliquée dans le domaine temporel (FDTD – Finite Difference Time Domain) est utilisée. Cette approche convient aux environnements de petites dimensions car plus la taille de l'environnement augmente, plus le nombre de fonctions de base augmente, ce qui rend la complexité et la taille des calculs prohibitive [MOLI10].

L'autre approche permet de modéliser les ondes électromagnétiques par des rayons suivant les lois de l'optique géométrique et de la théorie uniforme de la diffraction. L'optique géométrique permet de faire la représentation des rayons directs et réfléchis. La théorie uniforme de la diffraction permet quant à elle de palier au défaut de l'optique géométrique qui consiste à prévoir des champs nuls dans les zones d'ombre géométrique où le trajet direct ne peut pas pénétrer. Elle ajoute au rayon de l'optique géométrique des rayons réfractés pénétrant dans les zones d'ombre [IBNK04]. Deux techniques implémentent ces approches : le tracé de rayons et le lancer de rayons. La technique du tracé de rayon est basée sur l'optique géométrique. Elle utilise le principe de l'image et permet d'avoir une bonne

estimation des caractéristiques du canal si ce dernier n'est pas trop complexe. Dans cette technique, les efforts de calculs augmentent progressivement en fonction du nombre des réflexions prises en compte dans la simulation. La technique du lancer de rayon, en plus des rayons directs et réfléchis, prend en compte les rayons réfractés ou diffusés. Cette représentation est faite dans un espace en trois dimensions et en incrémentant, pour chaque rayon, l'angle d'émission en élévation et en azimut [IBNK04, MOLI10]. La technique du lancer de rayon est plus efficace pour la simulation des caractéristiques du canal dans un large espace. Dans la suite de la thèse, le modèle GRIMM, développée par France Télécom R&D sera notamment utilisé pour la simulation des performances de nos antennes : il conjugue efficacement les méthodes de lancer de rayon et de tracé de rayon.

1.3.3.2 Les modèles stochastiques

Les modèles stochastiques visent à décrire l'évolution des paramètres du canal par des lois statistiques pour obtenir la représentation la plus réaliste possible du canal. Ces modèles sont obtenus à partir de campagnes de mesures. Une caractérisation statistique du canal de propagation repose sur les fonctions des densités de probabilité des fonctions caractéristiques du canal. Ces modèles n'essayent pas de prévoir la réponse impulsionnelle dans un emplacement spécifique mais plutôt la fonction de densité de probabilité (PDF - Probability Density Function) sur une grande zone [MOLI10]. Contrairement aux modèles déterministes qui essaient de prévoir les caractéristiques du champ en chaque point de l'espace, le modèle statistique spécifie juste que la fonction de densité de probabilité des caractéristiques de ce champ suit une distribution statistique. Ces distributions peuvent être les lois de Rayleigh ou de Rice qui régissent les variations d'amplitude des trajets ou la loi de Poisson qui décrit la variation des retards. Les modèles stochastiques peuvent être réalisés par la division de l'environnement considéré en différentes zones et en utilisant dans chaque zone des paramètres de modèle différents [ROAA12].

1.3.3.3 Les modèles Stochastiques géométriques

Ces modèles décrivent de façon statistique la position des diffuseurs. A la différence du modèle déterministe géométrique, la position des diffuseurs est choisie de manière stochastique suivant une certaine fonction de distribution. La réponse impulsionnelle est obtenue par une procédure simple de tracé de rayon qui implique typiquement pas plus de deux interactions entre l'émetteur et le récepteur [IBNK04, ROAA12]. Le principe de ces

modèles est représenté sur la figure 1.5. De nombreux modèles stochastiques géométriques sont décrits dans la littérature. On peut citer le modèle à un anneau (One ring model) utilisé dans les réseaux cellulaires pour décrire la propagation entre le mobile entouré de réflecteurs et la station de base placée à une position dégagée de tout réflecteur et en hauteur, le modèle à deux anneaux (two rings model) où le mobile et la station de base sont entourés de diffuseurs locaux et le modèle à diffuseurs distribués (Distributed scatters models).

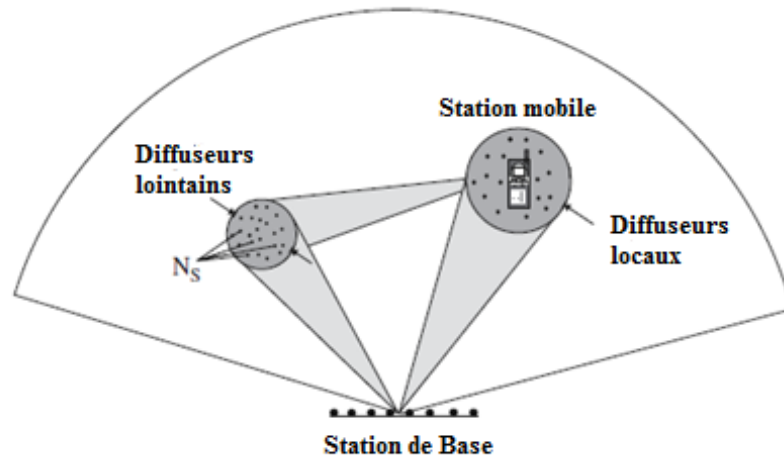


Figure 1.5 Principe des modèles stochastiques géométriques

1.4 DIVERSITE ET SYSTEMES MIMO

Dans la partie précédente nous avons vu que dans le canal de propagation les signaux émis subissent plusieurs phénomènes pendant leur transmission. Ces phénomènes provoquent leur évanouissement à petite ou grande échelle. Pour bénéficier efficacement des effets multi-trajets, la technique de diversité est une solution. Dans cette partie nous allons parcourir cette technique qui consiste à répéter l'envoi d'un même message à travers plusieurs trajets distincts dont les statistiques d'évanouissements sont indépendantes [CHEB11].

1.4.1 Principe de la diversité

Le principe de la diversité est d'assurer que les mêmes informations arrivent au niveau du récepteur avec des canaux statistiquement différents. La figure 1.6 illustre un cas simple où le récepteur dispose de deux antennes. Par combinaison des deux signaux, selon la sélection du meilleur SNR, l'évanouissement peut être réduit par rapport à un signal reçu par une seule antenne.

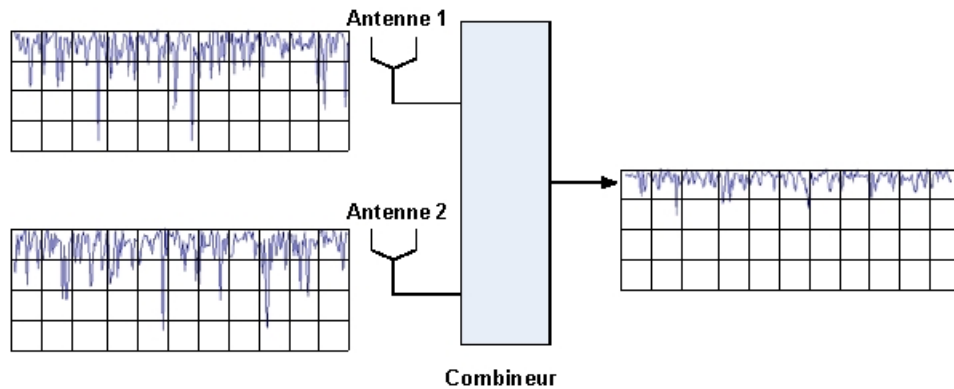


Figure 1.6 Principe de la diversité [DIAL 07]

Il y a deux types de diversités : la micro diversité et la macro diversité. La micro diversité est la technique de diversité utilisée pour atténuer les effets d'évanouissement multi trajets, alors que la macro diversité est utilisée pour contrer les effets de masque.

1.4.2 La micro diversité

1.4.2.1 La diversité spatiale

La diversité spatiale est la plus ancienne et parfois la plus simple pour faire de la diversité [MOLI10]. Cette technique consiste à utiliser plusieurs antennes physiquement séparées dans l'espace, suffisamment pour garantir des évanouissements indépendants. La phase relative des différents chemins est significativement différente au niveau des différentes antennes en raison de la distance de séparation. Si aucune technique particulière n'est utilisée au niveau des antennes, pour avoir une dé-corrélation suffisante des différents signaux reçu sur chaque antenne, la distance, entre elles, doit être au moins égale à $0,5\lambda$ [DIAL07]. Cette contrainte pose problème dans le cas des petits objets communicants où l'espace d'emplacement des antennes est limité. L'équation donnant la distance minimale de $0,5\lambda$ ne prend pas en compte le couplage mutuel entre les antennes qui peut être bénéfique ou non si on arrive à le contrôler. Dans [CLDT08, DLTS06, DLTS08, FUFU01, SAAR07], il est reporté qu'une diversité acceptable peut être obtenue avec un espacement horizontal aussi petit que $0,1\lambda$ et que le couplage mutuel peut, dans certains cas, réduire le coefficient de corrélation.

1.4.2.2 La diversité angulaire

Ce type de diversité est aussi appelé diversité de diagramme de rayonnement. La diversité angulaire consiste à utiliser des antennes ayant des diagrammes de rayonnements différents.

Ainsi, les différents signaux provenant de directions différentes et parvenant aux antennes seront probablement indépendants, donc à faible corrélation. La diversité de diagramme est reliée à la diversité spatiale, elles sont généralement combinées dans un système de communication [DIAL07]. La diversité de diagramme peut se produire au niveau des antennes mobiles quand deux antennes omnidirectionnelles sont étroitement espacées et interagissent l'une avec l'autre par effet du couplage mutuel. Ces antennes agissent comme éléments parasites l'une pour l'autre et modifient leur diagramme rayonné pour capter les signaux arrivant de différentes directions [GAO07].

1.4.2.3 La diversité de polarisation

La diversité de polarisation consiste à utiliser des antennes à polarisations différentes [CHOU11, GAO07]. Les antennes à polarisation orthogonale fournissent de faibles niveaux de corrélation avec un minimum d'espace. Donc la contrainte d'espace rencontrée dans les précédents types de diversité n'est plus nécessaire car les signaux reçus sont « naturellement » dé-corrélés. Ceci permet de réduire de façon considérable la taille du système antennaire. Il s'agit d'une option très attractive pour les petits objets communicants mobiles à cause de la taille réduite allouée aux structures multi-antennaires dans ces objets. Cependant, il sera nécessaire pour un modèle de diversité approprié d'avoir une isolation forte entre les antennes, des angles d'arrivée larges, des diagrammes de rayonnement d'antenne différents [BROW02, GAO07].

Ces trois approches de diversité sont connues sous le nom de diversité d'antenne et sont illustrées dans la figure 1.7

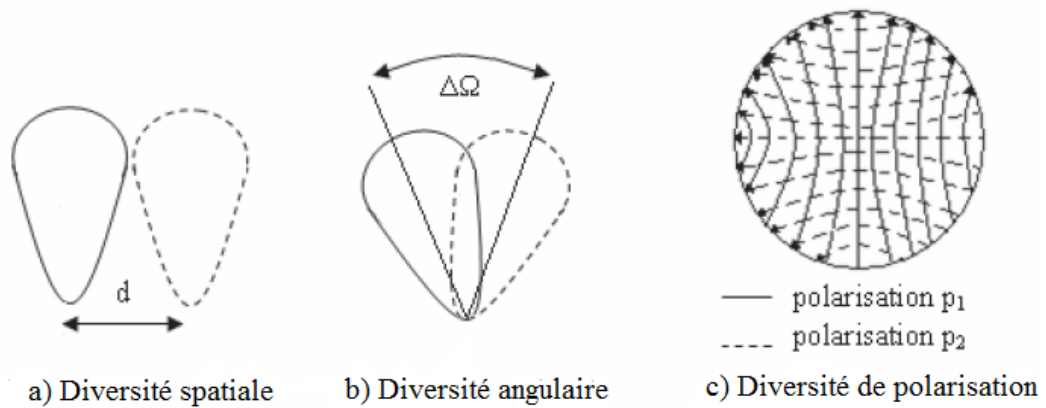


Figure 1.7 Types de diversité d'antenne

1.4.2.4 La diversité temporelle

La diversité temporelle consiste à envoyer plusieurs fois le même signal ou des répliques du signal à des intervalles de temps supérieurs ou égaux au temps de cohérence du canal [DUGH07]. Le récepteur disposera de plusieurs signaux à évanouissements indépendants. Comme le canal de propagation est variant dans le temps, les différents signaux seront reçus à des instants différents et sont ainsi dé-corrélés.

1.4.2.5 La diversité fréquentielle

Dans la diversité fréquentielle, le même signal est transmis avec différentes fréquences. C'est une technique qui est adéquate dans le cas où le canal est sélectif en fréquence. Pour faire une bonne diversité, il faut s'assurer que la différence entre les fréquences utilisées est supérieure à la bande de cohérence du canal [DUGH07]. Ce mécanisme est rarement mise en œuvre pour des raisons d'efficacité fréquentielle. Les solutions utilisées à la place sont l'étalement du signal sur une large bande de fréquence pour lutter contre l'évanouissement, les sauts de fréquence, les modulations multi porteuses [DUSW10].

1.4.3 La macro diversité

Les techniques de diversité présentées précédemment sont appropriées pour lutter contre les évanouissements à petite échelle mais ne sont pas efficaces pour les évanouissements à grande échelle créés par les effets de masque. La macro diversité est la méthode la plus efficace pour lutter contre ces types d'évanouissement. Elle consiste à émettre et/ou recevoir

le même signal par des stations de base différentes. Elle permet d'atteindre de débits élevés [DUSW10, MOLI10].

1.4.4 Les techniques de combinaisons de signaux

La réception de plusieurs répliques du même signal nécessite une technique de combinaison pour obtenir la meilleure représentation du signal envoyé. En combinant des versions indépendantes du signal, il est possible de contrecarrer les évanouissements. Il y a quatre méthodes de combinaison en diversité : la combinaison par sélection de signal, la combinaison par commutation de signal, la combinaison de signaux par gain égal (EGC – Equal Gain Combining) et la combinaison de signaux par rapport maximal (MRC – Maximum Ratio Combining). Ces méthodes de combinaison peuvent être regroupées en deux catégories [ADDA11] : la diversité par sélection (sélection et switch) et la diversité par combinaison (EGC et MRC). Le digramme de la figure 1.8 illustre ces quatre types de combinaison.

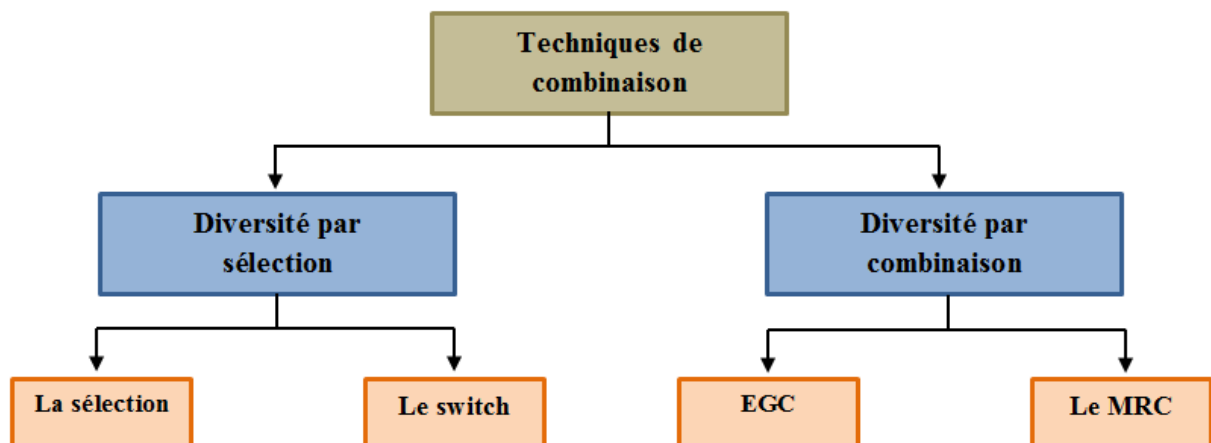


Figure 1.8 Représentation des différentes techniques de combinaison

La combinaison par sélection de signal est la plus simple. Elle consiste à contrôler le niveau du rapport signal à bruit (SNR Signal to Noise Ratio) sur les différentes branches réceptionnant les différents signaux par l'utilisation de modules à traitement de signal. Le combineur sélectionne la branche qui a le plus grand SNR et l'envoie vers la sortie. La combinaison par commutation, contrairement à la sélection, nécessite un seul module de traitement qui travaille avec un niveau seuil de SNR. La sélection d'une branche est faite si le SNR de la branche est supérieur au seuil prédéfini. Le combineur saute sur une autre branche

seulement si le niveau de SNR de la branche courante est inférieur au seuil prédéfini **[ADDA11, DUSW10, GAO07, MOLI10, SAAR07]**.

Ces deux techniques de combinaisons (Sélection et Commutation) utilisent seulement le signal d'une des différentes branches comme signal de sortie à un instant donné, les signaux des autres branches sont inutilisés et donc perdus. Pour améliorer cela, les signaux des différentes branches peuvent être combinés.

La technique de combinaison par gain égal consiste à combiner les signaux de toutes les branches disponibles pour former le signal de sortie. Dans cette méthode, le poids des différentes branches est égal à 1, mais les signaux des différentes branches sont cophasés et combinés au niveau du récepteur. L'inconvénient de cette technique de combinaison est que si l'une des branches a un signal très faible cela peut entraîner une réduction du signal combiné à la sortie. Pour donner une solution à ce problème la technique de combinaison par rapport maximal est utilisée pour compenser les faiblesses de la technique EGC. Son principe consiste à pondérer les différents signaux des différentes branches en fonction de leur SNR de façon à maximiser le SNR global à la sortie (la somme des SNR des différents signaux). Ainsi, pour maximiser le signal à la sortie, une branche avec un SNR élevé donnera un coefficient de pondération élevé ce qui permettra de choisir les signaux à combiner. C'est une méthode très intéressante **[ADDA11, DIAL07, DUSW10, GAO07, SAAR07]**.

Les principes des différentes méthodes de combinaisons sont illustrés dans la figure 1.9.

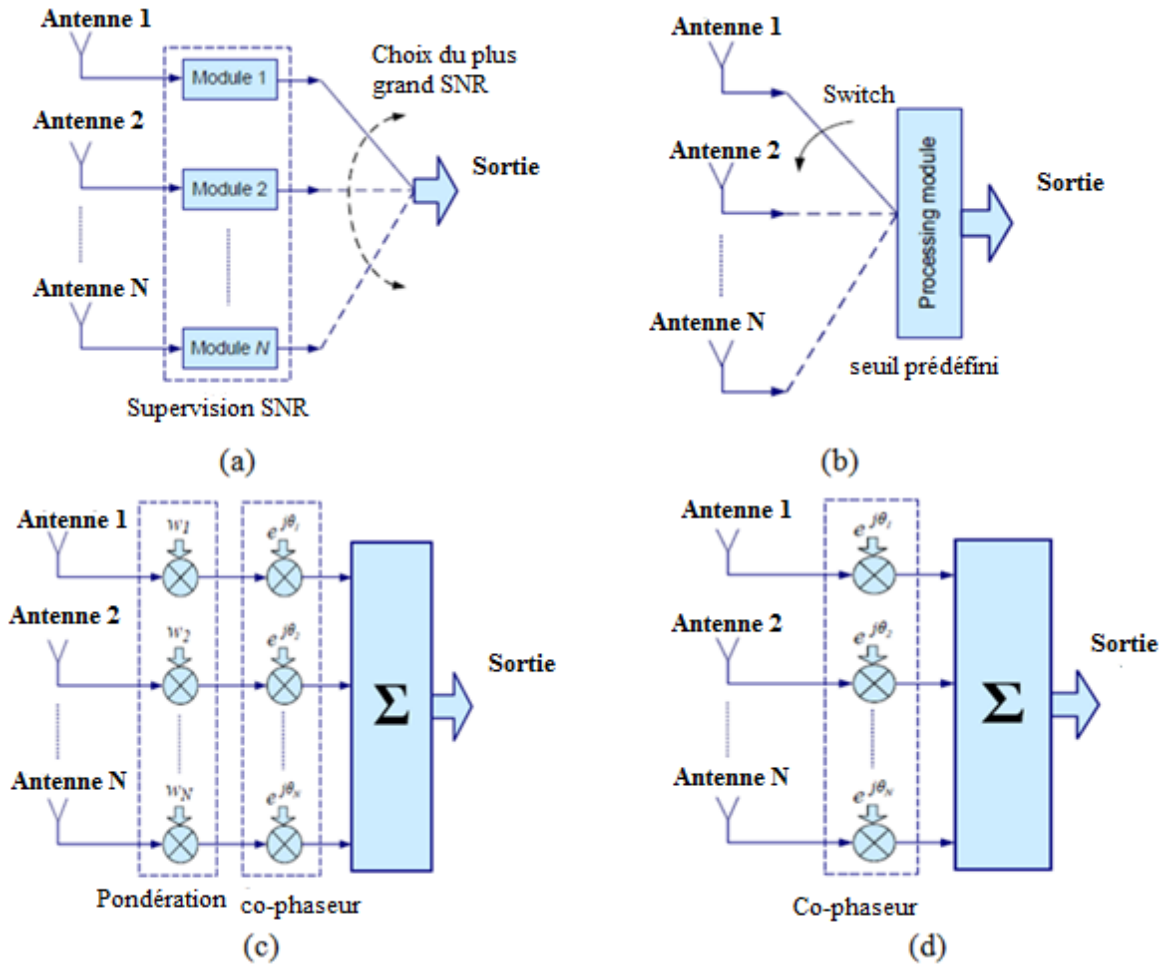


Figure 1.9 Principe des différentes méthodes de combinaisons : (a) La sélection, (b) Le switch, (c) par MRC, (d) par ECG

1.4.5 Gain en diversité et corrélation

❖ Gain de Diversité

Le gain de diversité est un paramètre significatif d'évaluation de la performance de la diversité d'antenne. Evalué à partir de la courbe de CDF (Cumulative Distribution Function) en fonction du SNR du système, il est défini comme l'amélioration du SNR à la sortie du combineur par rapport au SNR correspondant à une branche du système multi-antennes [CHOU11, GAO07]. Le gain de diversité peut donc être défini comme la différence entre le niveau de SNR des branches combinées et le niveau de SNR d'une branche de référence (l'antenne avec le niveau de SNR le plus fort) à une probabilité d'obtenir le SNR reçu inférieur à un certain seuil (souvent 1%) [YNCK08]. Différentes définitions du gain de diversité peuvent être distinguées en fonction de la référence choisie [GSZC09] : le **Gain apparent de diversité (DG – Diversity Gain)** dont l'antenne de référence est celle de la branche de niveau de signal moyen le plus fort et le **Gain effectif de diversité (DSG –**

Diversity System Gain), dans ce cas la référence est une antenne avec une efficacité totale de 100%.

Le CDF d'un canal de Rayleigh est défini par [DIAL07, GAO07] :

$$P(\gamma < x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}} \right) \quad (1.18)$$

Où Γ est le SNR moyen, γ est le SNR instantané, $P(\gamma < x)$ est la probabilité d'avoir le SNR en dessous du seuil x .

Le gain de diversité peut être exprimé par :

$$GD = \frac{P_{div}}{P_{ant}} \quad (1.19)$$

Où P_{div} est niveau de puissance après combinaison de diversité et P_{ant} est le niveau de puissance de l'antenne de référence. Ces deux puissances doivent être prises pour un même niveau de CDF.

Une autre expression du gain de diversité est donnée par l'expression suivante [CHEB11]:

$$GD = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_c} - \frac{\gamma_1}{\Gamma_1} \right]_{P(\gamma_c < x)} \quad (1.20)$$

Où :

- ♦ γ_c est le rapport signal sur bruit à la sortie du combineur
- ♦ Γ_c est la valeur moyenne du SNR à la sortie du combineur
- ♦ γ_1 est le meilleur SNR du signal reçu par une branche
- ♦ Γ_1 est la valeur moyenne du SNR du signal reçu par une branche
- ♦ x est la valeur du seuil choisi.

La compréhension de l'équation (1.20) nécessite une considération de l'expression $P(\gamma_c < x)$ qui définit la probabilité que le SNR γ_c soit inférieur au seuil x .

Comme mentionné précédemment, le niveau de puissance du signal reçu dans un canal multi trajets suit une distribution de Rayleigh. En supposant un canal d'évanouissement de Rayleigh et des signaux indépendants sur M branches ayant le même SNR moyen Γ , en utilisant la méthode de combinaison par sélection, la probabilité pour que toutes les branches aient un SNR inférieur à un seuil de référence x est définie par [RAPP 02]:

$$P(\gamma < x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}}\right)^M \quad (1.21)$$

La figure 1.10 donne les tracés des équations (1.18) et (1.21). Elle illustre l'amélioration du gain de diversité, avec la méthode de combinaison par sélection, si on augmente le nombre de branches du système. Le gain de diversité est pris pour un niveau de probabilité $P(\gamma < x) = 1\%$. La figure 1.10 montre par exemple que l'on peut passer d'un DG de 10 dB pour un système à 2 antennes à 13 dB pour un système à 3 antennes.

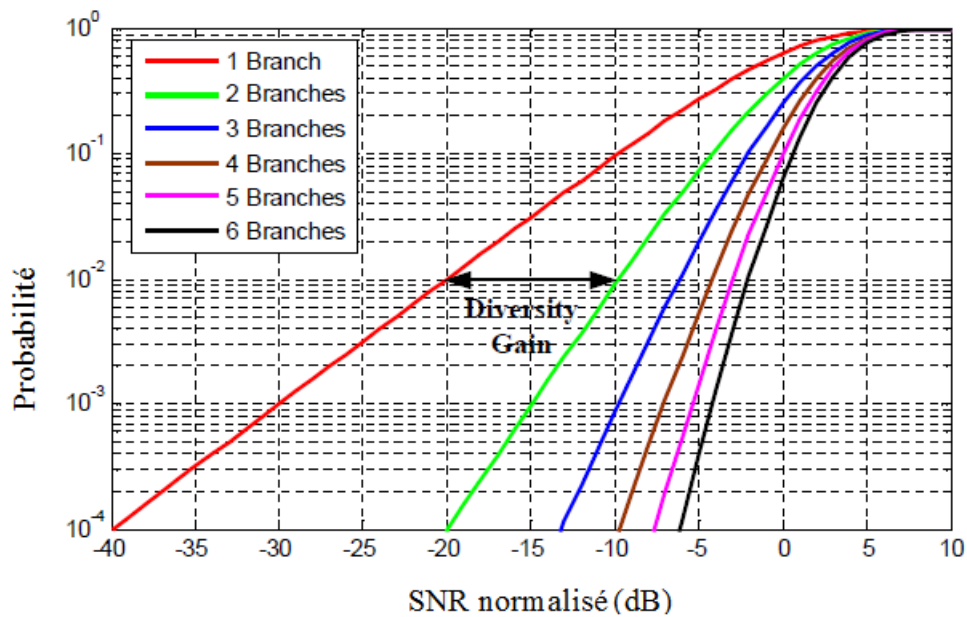


Figure 1.10 Représentation de la fonction de densité cumulative et Estimation du gain de diversité

Le gain de diversité réaliste d'un système (DSG) doit également prendre en compte l'efficacité totale de chaque antenne. Ceci du fait que les performances de chaque antenne peuvent être affectées par différentes pertes diminuant ainsi leur efficacité. Dans un système où les antennes sont identiques, le DSG est défini par :

$$DSG = GD.\eta_{tot} \quad (1.22)$$

❖ Corrélation

Une des conditions pour obtenir une bonne diversité consiste à avoir une corrélation faible entre les signaux reçus, sur les différentes antennes du système. La corrélation entre deux signaux reçus peut être décrite par le coefficient de corrélation complexe ou par l'enveloppe de corrélation. Différentes limites supérieures ont été considérées par diverses études. Dans [DIAL07], il est considéré que la valeur 0,5 est une limite supérieure acceptable pour l'enveloppe de corrélation. Dans [BROW02, GAO07], la valeur 0,7 est définie comme étant la limite supérieure pour le coefficient de corrélation complexe.

Pour calculer le coefficient de corrélation, les amplitudes instantanées et les phases relatives des différents signaux sont utilisées. L'enveloppe de corrélation ρ_e qui est une valeur réelle est égale au module au carré du coefficient de corrélation complexe, elle est donnée par l'expression suivante [GAO07]:

$$\rho_e \approx |\rho_c|^2 \quad (1.23)$$

Pour évaluer la corrélation entre deux antennes, le coefficient de corrélation complexe peut-être évalué avec les diagrammes de rayonnements. Il est exprimé par l'expression [DIAL07]:

$$\rho_e = \frac{\left(\int \left(XPR.E_{\theta 1}(\Omega)E_{\theta 2}^*(\Omega)P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega)E_{\phi 2}^*(\Omega)P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega \right)^2}{\int \left(XPR.G_{\theta 1}(\Omega)P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 1}(\Omega)P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega \int \left(XPR.G_{\theta 2}(\Omega)P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 2}(\Omega)P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega} \quad (1.24)$$

Où :

$G_{\theta i}(\Omega) = E_{\theta i}(\Omega)E_{\theta j}^*(\Omega)$, avec $E_{\theta i}(\Omega)$ et $E_{\theta j}(\Omega)$ sont les champs complexes polarisés en θ des antennes i et j , ($i, j = 1, 2$ et $i \neq j$)

$G_{\phi i}(\Omega) = E_{\phi i}(\Omega)E_{\phi j}^*(\Omega)$, avec $E_{\phi i}(\Omega)$ et $E_{\phi j}(\Omega)$ sont les champs complexes polarisés en ϕ des i et j

$P_\theta(\Omega)$ et $P_\phi(\Omega)$ représentent les spectres de puissance respectivement en élévation et en azimut qui déterminent la distribution des signaux dans l'environnement de propagation.

$$\Omega = \{(\theta, \phi); 0 \leq \theta \leq \pi, 0 \leq \phi \leq 2\pi\}$$

XPR représente la discrimination de polarisation croisée, définie comme étant le rapport de la puissance verticale instantanée sur la puissance horizontale instantanée dans l'environnement soit en linéaire :

$$XPR = \frac{P_V}{P_H}$$

Une autre approche, plus simple, pour calculer l'enveloppe de corrélation avec les paramètres S_{ij} des antennes du système est présentée dans [BLRC03]. Il montre, dans un environnement multi trajets isotrope, que l'enveloppe du coefficient de corrélation peut être calculée avec les paramètres S_{ij} . Cette approche demande que certaines conditions soient respectées :

- quand l'une des antennes est alimentée, l'autre est chargée par une impédance de 50 Ω
- le système d'antenne doit être une structure sans pertes

L'expression de l'enveloppe de corrélation est donnée par:

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{\left(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)\right) \left(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)\right)} \quad (1.25)$$

Dans la simulation, lorsqu'une antenne est excitée, l'autre est chargée par une impédance de 50 Ohm.

La discussion précédente sur le gain de diversité suppose que les différents signaux reçus sur chaque branche soient indépendants, c'est-à-dire la corrélation entre eux est nulle. Cependant dans le cas des petits objets communicants cela est difficile à garantir du fait de l'espace réduit entre les antennes. Si le coefficient de corrélation est non nul ($\rho_e > 0$), alors le gain de diversité diminue.

Dans [SCBS95], l'analyse de l'effet de la corrélation sur le gain de diversité montre que dans le cas où le $\rho_e \leq 0,7$ la dégradation du gain de diversité en fonction de l'enveloppe de corrélation est donné par le facteur de dégradation DF défini par :

$$DF = \sqrt{1 - \rho_e} \quad (1.26)$$

1.4.6 BPR et MEG

Un autre paramètre très important pour avoir une bonne diversité est que les niveaux de puissance des signaux des différentes antennes du système de diversité ne doivent pas être largement différents. Il faut en effet que chaque antenne reçoive des signaux avec sensiblement la même puissance pour que chaque antenne participe de façon égale à améliorer la reconstruction du signal émis. Pour illustrer cela, on définit le rapport entre les niveaux de puissance de deux antennes, noté k , par l'expression suivante :

$$k = \frac{P_{\min}}{P_{\max}} \quad (1.27)$$

Où P_{\min} , en Watts, est la puissance reçue sur l'une des antennes ayant le plus faible niveau et P_{\max} la puissance reçue sur l'une des antennes ayant le plus fort niveau.

Une méthode alternative pour calculer le *BPR* (*Branch Power Ratio*), k , de deux antennes d'un système de diversité est tirée des gains effectifs moyens *MEG* (*Mean Effective Gain*) des antennes comme suit :

$$k = \min \left(\frac{MEG_1}{MEG_2}, \frac{MEG_2}{MEG_1} \right) \quad (1.28)$$

Le gain effectif moyen a été proposé par Taga comme une quantité pour prendre en compte le comportement aléatoire du champ entrant causé par la complexité de l'environnement. Le gain effectif moyen est le gain moyen d'une antenne dans un environnement mobile. Il est défini dans [TAGA90] comme étant le rapport entre la puissance moyenne reçue par une antenne sur un chemin aléatoire P_{rec} et la puissance incidente totale $(P_V + P_H)$.

C'est une caractéristique incluant le diagramme de rayonnement, l'efficacité de l'antenne et les effets de propagations. Taga propose l'équation suivante pour définir le gain effectif moyen.

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{XPR}{XPR+1} G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + \frac{1}{XPR+1} G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right) d\Omega \quad (1.29)$$

$G_\theta(\Omega)$ et $G_\phi(\Omega)$ sont les gains de l'antenne respectivement en θ et ϕ $P_\theta(\Omega)$ et $P_\phi(\Omega)$ sont les mêmes spectres de puissance que dans l'équation (1.24).

Le MEG doit être proche de 1 pour assurer un bon gain de diversité.

1.4.7 Les systèmes MIMO

Dans cette partie, le concept des systèmes MIMO va être développé. La technologie MIMO qui est venu pour surmonter les contraintes de transmission de données à haut débit a alimenté énormément les recherches sur les canaux spatio-temporels et leurs systèmes.

1.4.7.1 Intérêt des systèmes MIMO

Dans les systèmes conventionnels, il y a une antenne en émission et une antenne en réception. Ces systèmes sont appelés systèmes SISO (*Single Input Single Output*). Ils souffrent d'un goulot d'étranglement en termes de capacité de canal selon les critères de Shannon et Nyquist [PROA00]. Or, de plus en plus de services dans les nouveaux et futurs systèmes de communications sans fil demandent plus de débit de transmission de données. Face à cette demande, les concepteurs des systèmes de communications sans fil se mettent en face d'un grand nombre de défis. Pour satisfaire la demande en débit de transmission, plusieurs voies ont été explorées : l'augmentation de la bande passante et des niveaux de puissance de transmission. Ces méthodes se heurtent à la limitation du spectre de fréquences disponibles et la variation dans le temps et dans l'espace de l'environnement de propagation. Les systèmes MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), des systèmes de communications sans fil avec des antennes multiples aux deux extrémités de la liaison (Figure 1.11) sont apparus comme la technologie la plus prometteuse dans ces cas. Ils permettent d'augmenter la capacité du canal considérablement, sans pour autant augmenter la puissance de transmission ni la bande passante [FOGA98, FOSC96] et exploitent ainsi la technique de diversité spatiale décrite précédemment comme une technique qui permet de lutter contre les effets du canal multi

trajets. Les systèmes MIMO résultent de l'utilisation d'une nouvelle dimension, la dimension spatiale qui vient comme un complément à la dimension « temps » qui est par défaut celle des systèmes de communications numériques [OECL07]. Les systèmes MIMO sont aussi appelés systèmes sans fil spatio-temporel.

Dans un système MIMO avec N_t antennes en émissions et N_r antennes en réception, en supposant que les $N_t \times N_r$ canaux sont indépendants et suivent une distribution identique, il est démontré que la capacité du canal peut être multipliée par $\min(N_t, N_r)$ en comparaison à un système SISO [FOGA98].

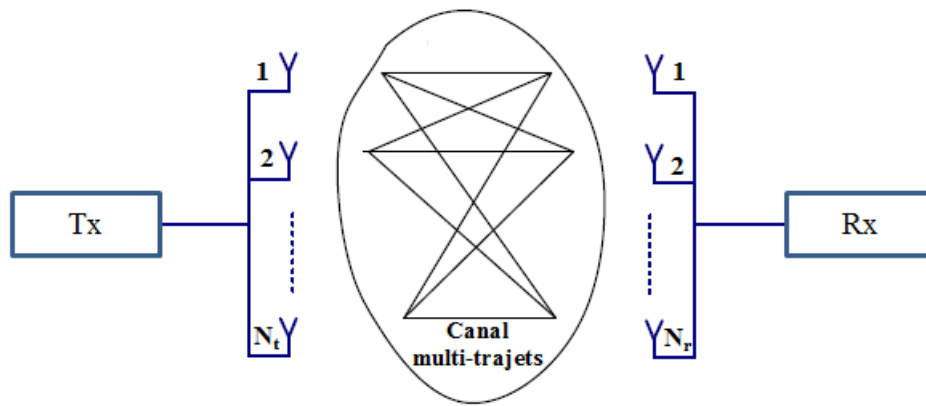


Figure 1.11 Système MIMO avec N_t antennes en émission et N_r antennes en réception

Cependant, les systèmes MIMO ont une exigence qui peut être un problème quand on décide de l'implémentation réaliste dans des dispositifs de petites tailles. En fait, son implémentation en LTE implique que plusieurs antennes doivent être montées dans un espace très confiné. Cependant, l'intégration de plusieurs antennes dans un petit objet communicant tout en gardant un haut niveau de performances n'est pas aisée. En effet, l'espace limité entre les différentes antennes provoque tout naturellement un fort couplage mutuel et une faible isolation, ce qui entraîne comme conséquences une forte corrélation et une diminution de la capacité du canal.

1.4.7.2 Modèle du canal MIMO

La figure 1.11 montre l'environnement d'un système MIMO. Au niveau de l'émetteur, après codage et modulation de l'information, les flux de données sont envoyés aux N_t antennes

d'émission. De ces antennes les signaux sont envoyés à travers le canal de propagation radio. Le système peut être représenté par le modèle matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1N_t} \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot \\ h_{N_r 1} & \cdot & \cdot & \cdot & h_{N_r N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Ou simplement :

$$s(t) = H(t).e(t) + n(t) \quad (1.31)$$

avec $e(t)$ le vecteur de signaux d'émission de taille N_t , $s(t)$ le vecteur de signaux de réception de taille N_r , $n(t)$ le vecteur bruit de taille N_t et $H(t)$ est la matrice complexe $N_t \times N_r$ des coefficients du canal h_{ij} représentant le gain de l'antenne d'émission j à l'antenne de réception i .

Une des motivations de l'utilisation des systèmes MIMO est la possibilité de réaliser des sous-canaux orthogonaux entre les émetteurs et les récepteurs à travers un environnement de diffusion et par conséquent augmenter la capacité du canal [CHIA06]. Selon le niveau de corrélation entre les coefficients de la matrice du canal MIMO, différentes techniques peuvent être utilisées. Pour des corrélations faibles, les techniques de diversités peuvent être utilisées pour exploiter le canal de propagation. Dans le cas d'une forte corrélation la technique de « beamforming » est utilisée [QUIT11]. Les techniques de diversité et de multiplexage spatial peuvent être conjointement appliquées pour une meilleure exploitation du canal MIMO.

1.4.7.3 Capacité du canal

Dans [FOGA98] et [TELA99], les auteurs montrent que la capacité du système MIMO croît linéairement avec la valeur minimale du nombre d'antennes en émission et en réception. Dans ces travaux la capacité du canal MIMO est définie par l'expression suivante:

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} HH^* \right] \right) \quad \text{bits / s / Hz} \quad (1.32)$$

I_{N_r} étant la matrice identité de dimension N_r , γ le SNR au niveau du récepteur.

Comme dans le cas SISO, la matrice de canal est considérée comme normalisée c'est-à-dire que les éléments de H (qui est la matrice complexe du canal MIMO) ont une variance unitaire [ADDA11].

Ainsi pour des SNR élevé, il peut être vérifié que l'augmentation de la capacité du canal en fonction du SNR est linéaire par rapport au facteur $\min(N_t, N_r)$.

La figure 1.12 montre la variation de la capacité du canal en fonction de différentes valeurs de N_r , N_t et du SNR. On considère ici un environnement à évanouissement de Rayleigh plat et une corrélation nulle entre les coefficients de transmission dans le canal [CHIA06].

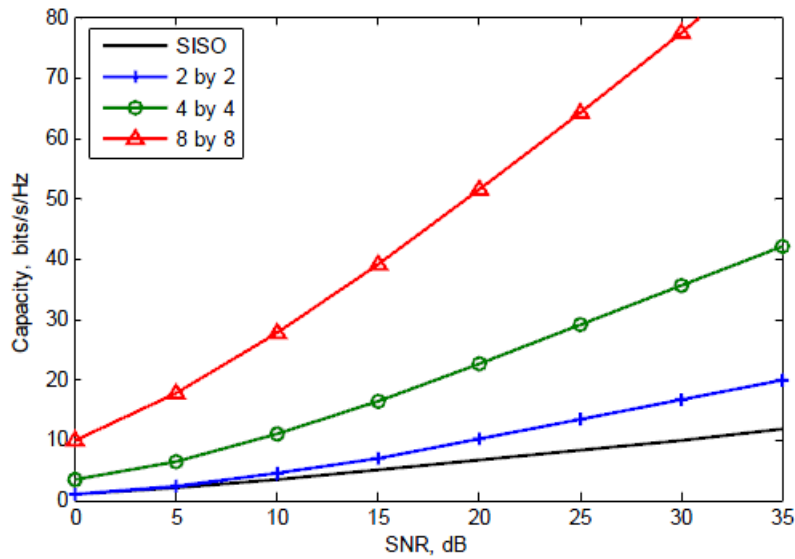


Figure 1.12 Comparaison de la capacité du canal pour des systèmes SISO et MIMO

1.4.7.4 Le multiplexage spatial

Le multiplexage spatial est une technique utilisée pour maximiser le débit de transmission de données. Le multiplexage spatial consiste en un schéma de multiplexage des signaux où les flux indépendants de données sont transmis sur des canaux parallèles de chaque élément du réseau d'antenne avec un SNR donné [DUSW10]. Il consiste à émettre simultanément N_t

symboles de modulation sur N_t antennes d'émission sans codage espace-temps de ces symboles. Ainsi, le multiplexage spatial améliore la capacité du canal avec le nombre d'antenne en émission et en réception [FOGA98]. Dans un système MIMO idéal, le maximum de canaux parallèles que l'on peut avoir est égal à $\min(N_t, N_r)$. Ainsi le premier schéma de multiplexage spatial est appelé BLAST (*Bell labs Layered Space-Time*) [FOGA98].

Le multiplexage spatial peut améliorer considérablement l'efficacité spectrale [RACI98, TELA99], mais le niveau d'erreurs important dû au manque de diversité d'antenne peut diminuer le débit de données à la réception particulièrement lorsque les SNR sont bas. Le multiplexage spatial ne fonctionne pas bien dans un environnement à faible SNR car le récepteur a des difficultés à identifier les signaux non corrélés [MOLI03, WAJE03]. Des recherches ont été menées sur la création et l'évaluation de concepts de multiplexage spatial, comme la combinaison avec d'autres techniques. Dans [BOGP02] et [RPIE01], les auteurs ont proposé la combinaison du multiplexage spatial avec la technique de modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Cette technique nécessite la connaissance du canal au niveau du récepteur et la performance peut être améliorée à nouveau quand la connaissance de la réponse du canal est disponible au niveau de l'émetteur.

1.4.7.5 Codage spatio-temporel

Les codages spatio-temporels consistent à introduire une corrélation spatiale et temporelle entre les signaux qui sont transmis par les différentes antennes de manière intelligente pour augmenter le gain de diversité et fournir un codage afin de minimiser les erreurs en réception. Le codage spatio-temporel a généré une large quantité de recherches ces dernières années [ALAM98, SEWI93]. Cette technique est conçue spécialement pour l'utilisation d'antennes multiples en émission. Il permet d'améliorer la performance du système par l'exploitation des antennes multiples pour le gain de diversité plutôt que pour le gain de multiplexage spatial des flux de données parallèles [CHIA06]. Il ajoute de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propres au canal radio.

La différence avec le multiplexage spatial est que le codage spatio-temporel prend un seul flux de données pour le coder dans le temps et dans l'espace pour produire des flux de symboles pour chaque antenne d'émission. Le codage spatial est utilisable dans le cas où le canal n'est pas connu à l'émission. Les principes des techniques de multiplexage spatial et de codage spatio-temporel sont présentés dans la figure 1.13.

Il est à noter que le codage spatio-temporel ne permet pas d'augmenter la capacité du canal linéairement avec le nombre d'antennes utilisées. Cependant, il permet de maximiser la portée et la couverture radio en améliorant la qualité de transmission [CHIA06].

Les travaux de [ZHTS03] et [TSVZ04] démontrent l'efficacité de la combinaison du multiplexage spatial et du codage spatio-temporel. Cette méthode montre que pour améliorer la portée et la capacité, une implémentation du MIMO nécessite à la fois du multiplexage spatial et du codage spatio-temporel.

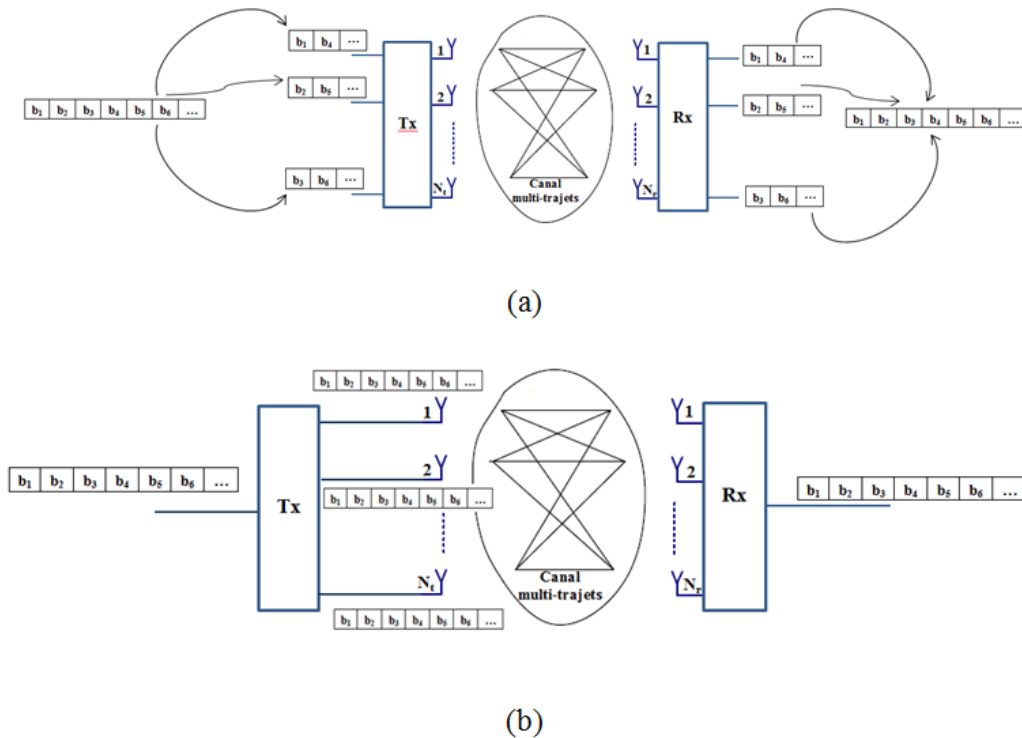


Figure 1.13 Principe du multiplexage spatial en (a) et du codage spatio-temporel en (b)

1.5 LE LONG TERM EVOLUTION (LTE)

Le LTE est une des technologies de la quatrième génération des communications mobiles développé sur différentes bandes de fréquences [GRSH12]. Le LTE est concrètement la future évolution des systèmes de télécommunications mobiles et améliore la capacité et la rapidité des réseaux de téléphonie mobile par l'utilisation de différentes technologies comme la technique MIMO [ZHLC11]. Le LTE fournit des avantages comme le multiplexage temporel, la diversité à l'émission, le beamforming pour supporter les futurs services de données large bande à travers les réseaux sans fil.

1.5.1 Les bandes de fréquences LTE

Il y a plusieurs bandes spectrales qui ont été réservées pour une utilisation par le LTE en FDD (Frequency Division Duplexing) et en TDD (Time Division Duplexing). Le tableau 1.1 montre les bandes de fréquences utilisées par le LTE, en FDD, pour les liens downlink et uplink. Le tableau 1.2 montre les bandes de fréquences utilisées en TDD.

Bandes E-UTRAN	Bandes de fréquences Uplink (MHz)		Bandes de fréquences Downlink (MHz)	
	F_{min}	F_{max}	F_{min}	F_{max}
1	1920	1980	2110	2170
2	1850	1910	1930	1990
3	1710	1785	1805	1880
4	1710	1755	2110	2155
5	824	849	869	894
6	830	840	875	885
7	2500	2570	2620	2690
8	880	915	925	960
9	1749.9	1784.9	1844.9	1879.9
10	1710	1770	2110	2170
11	1427.9	1452.9	1475.9	1500.9
12	698	716	728	746
13	777	787	746	756
14	788	798	758	768
17	704	716	734	746

Tableau 1.1 Bandes de Fréquence LTE utilisée en FDD

Bandes E-UTRAN	Bandes de fréquences Uplink (MHz)	Bandes de fréquences Downlink (MHz)
	F_{min}	F_{max}
33	1900	1920
34	2010	2025
35	1850	1910
36	1930	1990
37	1910	1930
38	2570	2620
39	1880	1920
40	2300	2400

Tableau 1.2 Bandes de Fréquence LTE utilisée en TDD

1.5.2 L'interface Air en LTE

1.5.2.1 Schéma de transmission

Le LTE autorise un certain nombre de nouvelles technologies, permettant l'emploi efficace du spectre et fournissant des débits beaucoup plus élevés. Ainsi, il intègre la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et les régimes d'accès associés, OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) et MIMO (Multiple Input Multiple Output). La technologie OFDM est la principale technologie utilisée dans la voie descendante (Station de base – Equipement mobile) et permet la transmission de données sur un nombre relativement important de sous porteuses à bandes étroites. La transmission OFDM est inhérente et robuste à la dispersion temporelle dans le canal radio en raison de l'utilisation des sous bandes étroites et la création d'une période de garde au début de chaque symbole OFDM par l'ajout d'un préfixe cyclique pour éliminer les impact des interférences inter-symboles causées par la propagation multi-trajets. La figure 1.14 montre des symboles OFDM avec les préfixes cycliques. Le symbole OFDM est constitué de deux parties principales: le préfixe cyclique (CP) et une période FFT (Données utiles). La durée du CP est déterminée par le plus haut degré de délais de retard. Lorsque les signaux transmis arrivent au niveau du récepteur par

deux chemins de différentes longueurs, ils sont décalés dans le temps. Pour éviter complètement les interférences inter-symboles, la longueur du CP doit être choisie pour être plus longue que la plus longue réponse impulsionnelle du canal à être supportée [SEBT11]. Le CP convertit la convolution linéaire du canal (qui est apériodique) en une circulaire (c'est-à-dire périodique) qui est appropriée pour le traitement DFT (Discrete Fourier Transform).

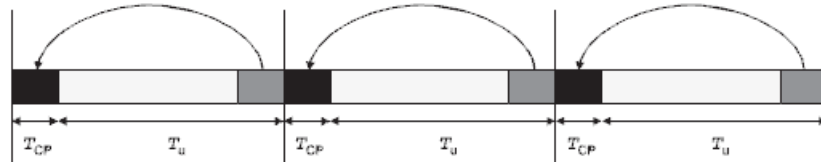


Figure 1.14 Symboles OFDM avec les préfixes cycliques (CP)

Pour la voie montante, la situation est un peu différente du fait que la puissance de transmission disponible est plus faible que celle disponible pour la voie descendante. L'un des facteurs les plus importants dans la voie montante est de tenir compte d'une puissance de transmission suffisante. Ceci améliorera la couverture et va réduire le coût et la consommation d'énergie des émetteurs. Ainsi, pour améliorer le rendement de la puissance de transmission au niveau de l'équipement utilisateur, la méthode SC-FDMA est utilisée sur la voie montante. Cette technique a des performances similaires et essentiellement la même structure globale que celle d'un système OFDMA mais utilise en revanche une technique de multiplexage fréquentiel à une seule porteuse. Son principal avantage sur cette dernière réside en ce que le signal SC-FDMA a un PAPR (Peak to Average Power Ratio) plus faible.

1.5.2.2 Solutions multi-antennaires

Le MIMO est la technologie majeure utilisée pour améliorer les performances du système LTE. Il permet l'amélioration de l'efficacité spectrale et le taux de données à la sortie du canal de transmission. La technique de transmission multi-antennaire est en fait partie intégrante des spécifications LTE. Le fait que tous les terminaux supportent au moins deux antennes est important car il permet aux réseaux d'être planifiés en considérant au moins la présence de la diversité de réception en down Link. Contrairement à l'OFDMA, le MIMO augmente le débit de données sans changer la bande passante. Le LTE adopte plusieurs techniques MIMO telles que le multiplexage spatial composé des techniques SU-MIMO (Single User – MIMO) et MU-MIMO (Multiple User – MIMO), la diversité d'émission et le

beamforming. Les schémas employés varient légèrement entre la liaison montante et la liaison descendante.

Pour la liaison descendante, une configuration de deux antennes d'émission et deux antennes de réception (au niveau du terminal) est utilisée comme la configuration de base, bien que des configurations avec quatre antennes soient aussi considérées.

Pour la liaison montante, la technique MU-MIMO est utilisée. Ainsi, bien que la station de base nécessite plusieurs antennes, les terminaux mobiles peuvent avoir une seule antenne d'émission : ceci réduit considérablement le coût des terminaux. En pratique, plusieurs mobiles peuvent émettre simultanément sur le même canal sans créer d'interférences entre eux. La figure 1.15 illustre les techniques SU-MIMO et MU-MIMO

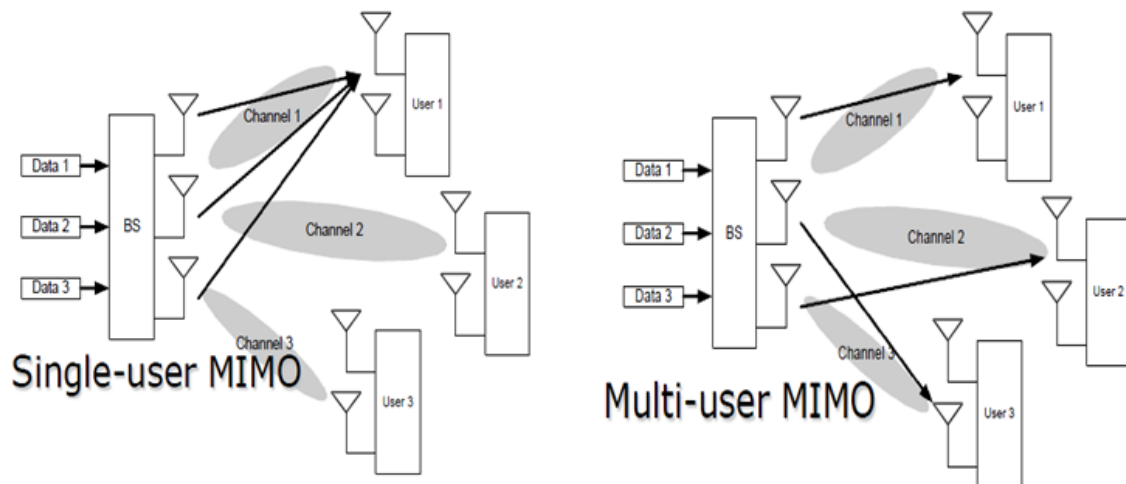


Figure 1.15 Technique SU-MIMO et MU-MIMO

La diversité d'émission en LTE est basée sur la méthode SFBC (Space Frequency Block Coding), complétée avec la méthode FSTD (Frequency Shift Transmit Diversity) dans le cas de quatre antennes d'émission. La diversité d'émission est principalement destinée pour les canaux communs descendant pour fournir une diversité supplémentaire pour les transmissions pour lesquels le CDS (Channel Dependent Scheduling) n'est pas possible.

1.6 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de décrire les réseaux de communication sans fil. Après un rappel sur les réseaux sans fil, nous avons présenté une description temporelle et spatiale du canal de

propagation et les mécanismes de propagation qui l'engendrent. Divers modèles de canaux de propagation ont été aussi présentés du fait que les dispositifs communicants peuvent être utilisés dans différents environnements de propagation. Le signal dans le canal de propagation est sujet à deux types de bruits : les bruits additifs et les bruits multiplicatifs. Les bruits additifs sont principalement des bruits thermiques tandis que les bruits multiplicatifs sont liés à l'atténuation en espace libre, aux effets de masque (shadowing) et aux évanouissements rapides (fast fading). Une des solutions pour lutter contre ces effets multi trajets est la diversité. Elle permet d'améliorer les performances des systèmes de communications sans fil. C'est pour cela que nous avons discuté sur les techniques de diversités. Comme cette thèse porte sur les systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO, la diversité d'antennes a retenu notre attention. L'évaluation de ses performances se fera par le gain en diversité et l'enveloppe de corrélation.

Ensuite, il a été montré que les systèmes MIMO peuvent augmenter significativement la capacité du canal sans augmenter la bande passante et la puissance de transmission dans le cas des systèmes SISO. Les deux méthodes exploitant les canaux MIMO, le multiplexage spatial et le codage spatio-temporel, ont été présentées.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la présentation des réseaux LTE dont la conception d'antennes est l'objet de cette thèse.

Dans le chapitre qui suit nous présenterons les antennes miniatures et les systèmes multi-antennaires. Nous verrons les principes de conception d'antennes miniatures, leur caractérisation et les méthodes de réalisation de systèmes multi-antennaires performants.

Références bibliographiques

- [ADDA11] R. Addaci, « Conception d'éléments rayonnants pour systèmes d'interrogation multi-antennaires en environnements de propagation difficiles et fortement bruités », Thèse de doctorat, École doctorale Sciences et technologies de l'information et de la communication, 2011.
- [AHMA10] D. S. Ahmadi, *Mobile WiMAX: A Systems Approach to Understanding IEEE 802.16m Radio Access Technology*. Academic Press, 2010.
- [ALAM98] S. Alamouti, « A simple transmit diversity technique for wireless communications », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, n^o. 8, p. 1451-1458, 1998.
- [BLRC03] S. Blanch, J. Romeu, et I. Corbella, « Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description », *Electronics Letters*, vol. 39, n^o. 9, p. 705-707, 2003.
- [BOGP02] H. Bolcskei, D. Gesbert, et A. J. Paulraj, « On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, n^o. 2, p. 225-234, 2002.
- [BROW02] T. W. C. Brown, « Antenna Diversity for Mobile Terminals », sept-2002. [Online]. Available: <http://epubs.surrey.ac.uk/2125/>. [Accessed: 26-mars-2013].
- [CHEB11] A. Chebihi, « Conception de systèmes multi-antennaires pour la diversité et le MIMO en téléphonie mobile », Université Nice Sophia Antipolis, 2011.
- [CHIA06] C. C. Chiau, « Study of the diversity antenna array for the MIMO wireless communication systems », Department of Electronic Engineering Queen Mary, University of London United Kingdom, 2006.
- [CHOU11] A. CHOUMANE, « Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité : », thesis, Université de Limoges, 2011.
- [CLDT08] A. Chebihi, C. Luxey, A. Diallo, P. Le Thuc, et R. Staraj, « A Novel Isolation Technique for Closely Spaced PIFAs for UMTS Mobile Phones », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, p. 665-668, 2008.
- [CORR06] L. M. Correia, *Mobile Broadband Multimedia Networks: Techniques, Models and Tools for 4G*, 1^{re} éd. Academic Press, 2006.
- [DEPR11] C. Deprez, « IEEE : le WiMAX 802.16m très haut débit approuvé », *Génération-NT*, 01-2011. [Online]. Available: <http://www.generation-nt.com/ieee-wimaxx-802-16m-standardisation-actualite-1184141.html>. [Accessed: 11-mars-2013].
- [DIAL07] A. Diallo, « Sytemes multi-antennes pour diversite et mimo », thèse, Université de Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [DLTS06] A. Diallo, C. Luxey, P. Le-Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n^o. 11, p. 3063-3074, 2006.
- [DLTS08] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Enhanced two-antenna structures for universal mobile telecommunications system diversity terminals », *IET microwaves, antennas & propagation*, vol. 2, n^o. 1, p. 93-101, févr. 2008.
- [DUGH07] T. M. Duman et A. Ghayeb, *Coding for MIMO Communication Systems*. Wiley-Blackwell (an imprint of John Wiley & Sons Ltd), 2007.

- [DUSW10] K.-L. Du et M. N. S. Swamy, *Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies*. Cambridge University Press, 2010.
- [FOGA98] G. J. Foschini et M. J. Gans, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas », *Wireless Personal Communications*, vol. 6, p. 311–335, 1998.
- [FOSC96] G. J. Foschini, « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas », *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, n^o. 2, p. 41–59, 1996.
- [FUFU01] K. Fujimoto et K. Fujimoto, *Mobile Antenna Systems Handbook*, 2^e éd. Artech House Publishers, 2001.
- [GAO07] Y. Gao, « Characterisation of Multiple Antennas and Channel for Small Mobile Terminals », thesis, University of London, 2007.
- [GOLD05] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [GRSH12] G. Gampala, C. J. Reddy, O. Staebler, et T. Hager, « Compact Antenna for MIMO LTE Mobile Phone Applications », *Microwave Journal*, vol. 55, n^o. 3, p. 98–110, 2012.
- [GSZC09] B. Guo, O. Sotoudeh, C. Zhou, et Y. Cheng, « Antenna Diversity for a Mobile Terminal: Theory, Simulation and Measurement », in *IEEE Global Telecommunications Conference, 2009. GLOBECOM 2009*, 2009, p. 1–6.
- [IBNK04] M. Ibnkahla, *Signal Processing for Mobile Communications Handbook*. CRC Press Inc, 2004.
- [JAFA05] H. Jafarkhani, *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2005.
- [MABR08] K. Mabrouk, « Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec Formation Numérique de Faisceaux en réception; Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro-IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q. », Télécom ParisTech, 2008.
- [MOLI03] A. F. Molisch, « MIMO systems with antenna selection - an overview », in *Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings*, 2003, p. 167–170.
- [MOLI10] A. F. Molisch, *Wireless Communications*, 2^e éd. Wiley, 2010.
- [OECL07] C. Oestges et B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design*, 1^{re} éd. Academic Press, 2007.
- [PROA00] J. G. Proakis, *Digital Communications By John G. Proakis*, 4th éd. McGrawHill, 2000.
- [PTPU09] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, et B. Uguen, *Ultra-Wideband Radio Propagation Channels: A Practical Approach*. ISTE Ltd and John Wiley & Sons Inc, 2009.
- [QUIT11] F. Quitin, « Channel modeling for polarized MIMO systems/Modélisation de canal pour systèmes MIMO polarisés », info:eu-repo/semantics/doctoralThesis, info:ulb-repo/semantics/doctoralThesis, info:ulb-repo/semantics/openurl/vlink-dissertation, Université Libre de Bruxelles, Université Libre de Bruxelles, Brussels, 2011.
- [RACI98] G. C. Raleigh et J. M. Cioffi, « Spatio-temporal coding for wireless communication », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, n^o. 3, p. 357–366, 1998.
- [RAPP02] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2^e éd. Prentice Hall, 2002.

- [ROAA12] G. de la Roche, A. Alayón-Glazunov, et B. Allen, *LTE-Advanced and Next Generation Wireless Networks: Channel Modelling and Propagation*, 1^{re} éd. Wiley, 2012.
- [RPIE01] P. F. R. Piechocki, « Performance of space-time coding with HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a WLAN standards on real channels », p. 848 - 852 vol.2, 2001.
- [SAAR07] S. Saunders et A. Aragon-Zavala, *Antennas And Propagation for Wireless Communication Systems*, 2^e éd. Wiley-Blackwell (an imprint of John Wiley & Sons Ltd), 2007.
- [SCBS95] M. Schwartz, W. R. Bennett, et S. Stein, *Communication Systems Techniques*. John Wiley & Sons Inc, 1995.
- [SEBT11] S. Sesia, M. Baker, et I. Toufik, *LTE - The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*, 2nd Revised edition. Wiley-Blackwell (an imprint of John Wiley & Sons Ltd), 2011.
- [SEWI93] N. Seshadri et J. H. Winters, « Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity », in , *43rd IEEE Vehicular Technology Conference, 1993*, 1993, p. 508-511.
- [STÜB11] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*, 3rd ed. 2012. Springer, 2011.
- [TAGA90] T. Taga, « Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, n^o. 2, p. 117-131, 1990.
- [TELA99] E. Telatar, « Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels », *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, n^o. 6, p. 585-595, 1999.
- [TOUN08] C. TOUNOU, « Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel », thesis, Université de Limoges, 2008.
- [TSVI05] D. Tse et P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [TSVZ04] D. N. C. Tse, P. Viswanath, et L. Zheng, « Diversity-multiplexing tradeoff in multiple-access channels », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, n^o. 9, p. 1859-1874, 2004.
- [WAJE03] J. W. Wallace et M. A. Jensen, « MIMO capacity variation with SNR and multipath richness from full-wave indoor FDTD simulations », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003*, 2003, vol. 2, p. 523-526 vol.2.
- [YNCK08] J. Yin, D. Nyberg, X. Chen, et P.-S. Kildal, « Characterization of multi-port Eleven antenna for use in MIMO system », in *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems. 2008. ISWCS '08*, 2008, p. 473-477.
- [ZHLC11] X. ZHAO, Y. LEE, et J. CHOI, « Design Of Printed MIMO Antenna With Metamaterial Matching Network For LTE Mobile Handset Application », in *2011 International Symposium on Antennas & Propagation (ISAP)*, Jeju, Korea (South), 2011.
- [ZHON10] C. Zhong, « Capacity and performance analysis of advanced multiple antenna communication systems », UCL (University College London), 2010.
- [ZHTS03] L. Zheng et D. N. C. Tse, « Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, n^o. 5, p. 1073-1096, 2003.

Chapitre 2 ANTENNES MINIATURES ET SYSTEMES MULTI ANTENNAIRES

2.1 INTRODUCTION

La popularité des systèmes de communication mobile a augmenté remarquablement pendant la dernière décennie et la demande du marché continue toujours d'augmenter. Une partie fondamentale de ces systèmes de communication mobiles constitue l'antenne. Elle est l'une des questions de conception les plus importantes de ces systèmes. La tendance dans l'industrie des terminaux mobiles est de diminuer considérablement la taille et le poids de ces équipements mobiles. Cependant, le nombre de systèmes radio et leurs bandes de fréquence dans lesquelles les terminaux mobiles doivent fonctionner, augmentent constamment. Cette évolution remarquable sur la taille des terminaux mobiles a déclenché une rapide évolution sur les antennes utilisées dans les terminaux mobiles. Ainsi, il s'impose un besoin urgent de disposer d'antennes de volume interne réduit et de structure miniature, capables d'opérer efficacement dans plusieurs bandes de fréquence. Par conséquent, la conception d'antennes pour de petits objets communicants devient de plus en plus un challenge. Les antennes se doivent d'être de plus en plus petites et pourtant leurs performances doivent être maintenues. Il est déjà connu, depuis longtemps, que la taille électrique d'une petite antenne ne peut pas être arbitrairement diminuée sans que ses caractéristiques comme la bande passante, l'efficacité, ne soient pas affectées [CHU48, HARR60, WHEE47].

Une antenne est un transducteur entre un milieu de propagation et le système dans lequel elle fonctionne. C'est un dispositif qui transforme les ondes électromagnétiques guidées en ondes rayonnées dans l'espace libre en mode émission ou l'inverse en mode réception, donc de recevoir ou d'émettre des ondes radioélectriques.

Avant, les systèmes mobiles étaient conçues pour opérer d'abord en mono-bande, ensuite en bi-bande puis en tri-bande dans les bandes de fréquence du standard 2G des communications mobiles, qui sont les bandes GSM, DCS et PCS. Actuellement, beaucoup de dispositifs de communication mobile sont multi-bandes opérant ainsi dans plusieurs bandes de fréquences de standard de communications sans fil comme les bandes 2G (bandes GSM 900/1800/1900), les bandes 3G (bandes UMTS 1900 – 2200 MHz et 2500 – 2700 MHz) et les bandes WLAN (2400 – 2500 MHz et 5100 – 5800 MHz).

Comme une antenne simple peut ne pas opérer dans toutes ces bandes de fréquences, plusieurs antennes différentes couvrant ses bandes séparément peuvent être utilisées. Cependant, l'utilisation d'antennes multiples est souvent limitée par le volume et les

contraintes de coût des terminaux. Donc, des antennes multi-bandes et larges bandes sont essentielles pour fournir une exploitation multifonctionnelle pour la communication mobile. Une antenne multi-bande dans un système de communication mobile peut être définie comme une antenne fonctionnant à des bandes de fréquences distinctes. Une antenne large bande est une antenne opérant à toutes les fréquences dans une bande de fréquence donnée [ALMT10, AMCH03, LIZH12, MMEL12, SECM11, WAHE13].

Dans les systèmes MIMO, plus d'une antenne sera implémentée dans le terminal mobile, pour lutter contre les effets du canal multi-trajets comme indiqué dans le chapitre 1. Comme conséquence, la conception de deux ou plusieurs antennes sur un petit terminal mobile pour des systèmes MIMO est plus difficile comparée à la conception d'une antenne seule pour un petit terminal mobile.

L'objectif de ce chapitre est de dresser un état de l'art de la conception d'antennes pour terminaux mobiles. D'abord certains paramètres importants liés aux antennes des petits objets communicants sont présentés. Ensuite, les techniques de miniaturisation et les limites fondamentales liées à la réduction de la taille sont explicitées. On discutera sur les techniques de miniaturisation et de conception d'antennes multi-bandes avant de terminer par les caractéristiques des systèmes multi-antennaires.

2.2 ANTENNES POUR TERMINAUX MOBILES

2.2.1 Conception d'une antenne miniature

Dans la conception d'antennes pour petits objets communicants, les caractéristiques suivantes doivent toujours être prises en considération : petite taille, structure compacte, légère, robustesse et facilité d'intégration avec le système de communication sans fil. Le concepteur d'antennes doit aussi considérer les caractéristiques électriques suivantes [BALA05, CHEN07, STTH98, VOCF10]: adaptation de l'antenne (fréquence de travail), rapport d'onde stationnaire (ROS) ou coefficient de réflexion, bande passante en adaptation, l'impédance d'entrée, le gain. Ces considérations de conception ont poussé les concepteurs d'antennes à considérer une large variété de structures d'antennes pour répondre aux besoins souvent contradictoires des terminaux portatifs.

Plusieurs techniques sont utilisées pour concevoir des antennes miniatures. Parmi celles qui sont déjà décrites dans la littérature et qui seront détaillées dans la suite du chapitre, on peut citer [FHHJ87, FUJI08, SZSM01]:

- ◆ charger l'antenne avec un matériau à fort permittivité et/ou une grande perméabilité ;
- ◆ modifier et optimiser la géométrie et la forme de l'antenne ;
- ◆ utilisation de court-circuit ;

Une technique récente est basée sur l'utilisation des méta-matériaux ; une technique plus générale est celle basée sur la méthode d'optimisation formelle (utilisation de l'algorithme génétique).

2.2.2 Paramètres des antennes miniatures

Dans cette partie, certaines caractéristiques fondamentales des antennes miniatures sont présentées. Ces caractéristiques permettent de comparer les structures entre elles.

2.2.2.1 Impédance d'entrée, Coefficient de réflexion et bande passante en adaptation

Selon l'impédance de l'antenne et la ligne d'alimentation de l'antenne, une certaine partie de la puissance qui lui est fournie est réfléchiée. Cette partie de puissance est appelée perte par désadaptation et se caractérise par le coefficient de réflexion S_{11} . Le coefficient de réflexion est une mesure de l'adaptation de l'antenne à l'impédance de la source et éventuellement la ligne de transmission qui les relie [L109]. Il est défini par l'expression :

$$S_{11} = \frac{Z_{Ant} - Z_0}{Z_{Ant} + Z_0} \quad (2.1)$$

Où Z_{Ant} est l'impédance d'entrée complexe de l'antenne et Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

Une manière alternative de décrire la puissance réfléchiée de l'antenne est l'utilisation du terme *ROS* (Rapport d'Ondes Stationnaires) défini par :

$$ROS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2.2)$$

Comme l'impédance complexe de l'antenne est fonction de la fréquence, le S_{11} et le *ROS* dépendent de la fréquence également. Ainsi, pour une application donnée, l'impédance de l'antenne doit satisfaire un critère spécifique posé dans le cahier des charges comme $ROS \leq 2$ ou son équivalent $|S_{11}| \leq -10$ dB. Pour les stations de bases la contrainte $ROS \leq 2$ est spécifiée

ce qui correspond à environ 10% de la puissance réfléchiée vers l'antenne. Pour les terminaux mobiles ou petits objets communicants, les antennes sont typiquement spécifiées pour avoir $ROS \leq 3$ pour des systèmes multi-bandes dû aux contraintes de volumes très petits [RGMP07]. Il existe plusieurs façons de définir la bande passante d'une antenne. Celle qui est la plus commune en conception d'antenne est la bande passante en adaptation. Cette bande passante est définie comme l'intervalle de fréquence dans lequel le coefficient de réflexion de l'antenne reste au-dessous d'un certain niveau prédéfini [BALA05]. Le critère $|S_{11}| \leq -6$ dB est un critère d'adaptation largement utilisé pour les antennes de très petits volumes utilisées dans les petits objets communicant. On définit la bande passante relative (BP_r) comme le pourcentage de bande passante pour une fréquence centrale qui est donné par :

$$BP_r = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100 \quad (2.3)$$

Où f_u et f_l sont les fréquences d'extrémités où le $|S_{11}|$ est égal au niveau fixé et f_c est la fréquence centrale donnée par la moyenne arithmétique des fréquences d'extrémités de la bande de fréquence considérée.

La bande passante et les paramètres S d'une antenne peuvent être obtenus par la simulation ou par des mesures à l'analyseur de réseaux.

2.2.2.2 Facteur de qualité

Un paramètre caractéristique important montrant la sélectivité en fréquence d'une antenne est son facteur de qualité. De nombreuses études sur ce paramètre établissent les relations entre le facteur de qualité et les autres paramètres (bande passante, gain, efficacité), d'une antenne miniature [BEST04, CHU48, HARR60, MCLE96, WHEE47, YABE05]. Le facteur de qualité d'un résonateur décrit le taux auquel l'énergie se perd dans le résonateur. Cela peut aussi être un paramètre intrinsèque d'un système rayonnant. Il est calculé à la fréquence de résonance avec la relation [COIN01]:

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0 \times \text{Energie stockée dans le résonateur}}{\text{Puissance dissipée dans l'antenne}} = \frac{\omega_0 W(\omega_0)}{P(\omega_0)} \quad (2.4)$$

Où ω_0 est la pulsation de résonance, $W(\omega_0)$ est l'énergie électromagnétique stockée, $P(\omega_0)$ est la puissance dissipée dans l'antenne, qui comprend les puissances associées au rayonnement et aux pertes. Le facteur de qualité peut donc être séparé en deux parties : celle associée à la puissance de rayonnement et celle associée aux pertes comme le montre l'équation suivante (Eq. 2.5) :

$$\frac{1}{Q_{tot}} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_p} \quad (2.5)$$

2.2.2.3 Efficacité

Les pertes d'une antenne peuvent être quantifiées d'après ses efficacités de rayonnement et totale. L'efficacité de rayonnement η_r est définie par le rapport entre la puissance totale rayonnée P_r et la puissance acceptée par l'antenne P_{acc} . Elle peut-être aussi exprimée en termes de facteur de qualité total et de facteur de qualité rayonné de l'antenne. Une autre définition est donnée à partir des résistances mises en jeu dans un modèle « circuit » de l'antenne. C'est le rapport de sa résistance de rayonnement R_r sur la somme de sa résistance de rayonnement et sa résistance de pertes R_l [BALA05].

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_{acc}} = \frac{Q_{tot}}{Q_r} = \frac{R_r}{R_r + R_l} \quad (2.6)$$

L'efficacité de rayonnement ne prend pas en compte les pertes par désadaptation à l'entrée de l'antenne. L'efficacité totale inclut ces pertes par désadaptation c'est-à-dire qu'elle prend en compte la quantité de puissance incidente qui est réellement convertie en puissance rayonnée. L'efficacité totale est donc le rapport de la puissance totale rayonnée P_r sur la puissance incidente P_{in} au niveau de l'antenne. Elle est définie par :

$$\eta_{tot} = \frac{P_r}{P_{in}} = (1 - |S_{11}|^2) \eta_r = \eta_e \eta_r \quad (2.7)$$

η_e est l'efficacité de transmission. Elle relie la puissance acceptée par l'antenne à partir de la puissance incidente. La relation est :

$$P_{acc} = \eta_e P_{in} = (1 - |S_{11}|^2) P_{in} \quad (2.8)$$

2.2.2.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est défini comme une représentation graphique de la distribution de puissance ou de l'intensité de champ de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales [BALA05]. Ces coordonnées sont d'habitude choisies par les angles d'élévation (θ) et d'azimut (ϕ) du système de coordonnées sphériques. Il y a plusieurs types de représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne. Une d'entre elles est le graphique tridimensionnel (3D) [BALA05] et représentée sur la figure 2.1.

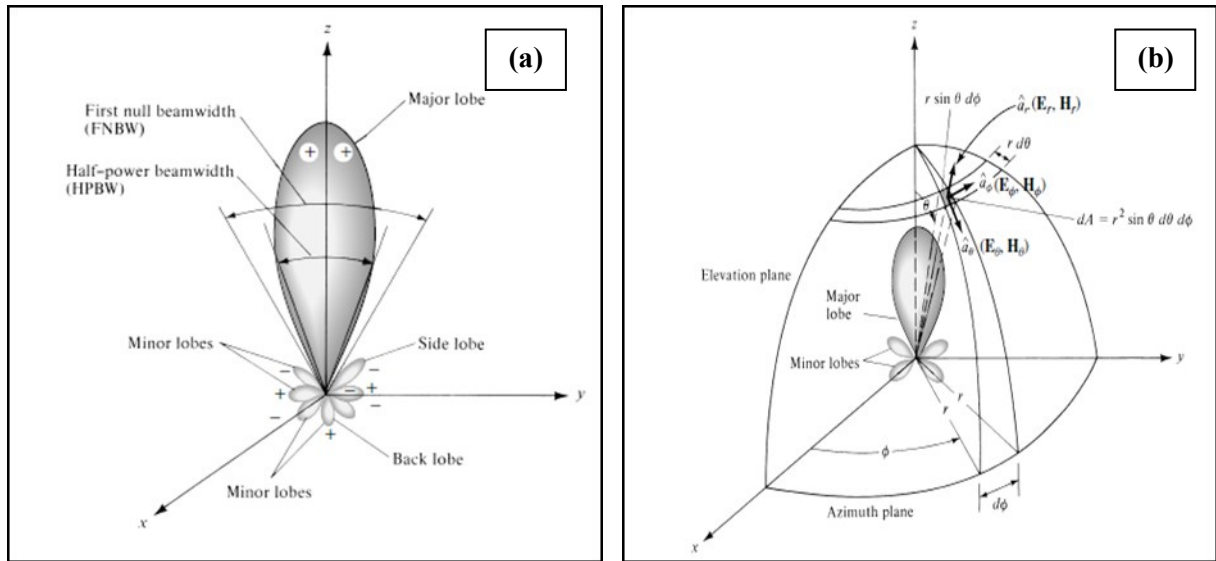


Figure 2.1 Lobes de rayonnement et largeurs des faisceaux d'un diagramme de rayonnement en (a) et système de coordonnées pour l'analyse de l'antenne en (b)

Cependant, la représentation graphique 3D est souvent difficile à interpréter et peu nécessaire en raison de la symétrie du diagramme de rayonnement de l'antenne. Une représentation plus explicite du diagramme de rayonnement appelée courbe polaire est utilisée selon un ou plusieurs plans de coupe de ce diagramme 3D : la courbe polaire est en réalité, une coupe planaire du diagramme de rayonnement 3D (représentation 2D). Dans le domaine des antennes, les coupes planaires du diagramme de rayonnement 3D sont très souvent présentées pour les deux plans principaux : les plans E et H. Le plan E est défini comme le plan contenant le vecteur champ électrique maximum ; le plan H étant le plan perpendiculaire à ce plan E.

On trouve notamment des diagrammes génériques de type isotrope, directionnel et omnidirectionnel. L'antenne isotrope est définie par [BALA05] comme une antenne ayant un rayonnement équivalent dans toutes les directions. Un tel élément rayonnant n'est pas

physiquement réalisable mais il constitue une référence pour l'analyse des propriétés directives des antennes réelles.

Pendant la conception d'antenne pour les systèmes de communication mobile, il n'est généralement pas défini de critère à respecter pour le diagramme de rayonnement, celui-ci étant plutôt subi. De toute façon, il n'y pas de connaissance « à priori » de la direction de l'onde provenant de la station de base et ni l'orientation ni l'emplacement du mobile n'est connu par rapport à celle-ci.

2.2.2.5 Directivité

La directivité est un paramètre permettant de caractériser la focalisation des ondes en émission ou la réception dans une direction considérée (θ, φ) . La directivité est définie, dans [BALA05], comme « le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée sur l'intensité de rayonnement moyenne sur toutes les directions. L'intensité moyenne de rayonnement est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par 4π . Si la direction n'est pas spécifiée, la direction où l'intensité de rayonnement maximale est considérée. On peut aussi exprimer le fait que la directivité d'une source non isotrope est égale au rapport entre son intensité de rayonnement dans une direction donnée sur celle d'une source isotrope. Elle est exprimée par l'équation suivante :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{ray}} \quad (2.9)$$

Avec U l'intensité rayonnée (en W/unité d'angle solide) et U_0 l'intensité rayonnée par une source isotrope (en W/unité d'angle solide), P_{ray} puissance totale rayonnée (W).

2.2.2.6 Gain et polarisation

Le gain d'une antenne est défini comme le rapport de l'intensité de puissance rayonnée par l'antenne dans une direction donnée (en fonction des angles des coordonnées sphériques θ et φ) sur l'intensité rayonnée par une antenne isotrope sans pertes, qui rayonne de la puissance sur tous les angles équitablement. Il est exprimé mathématiquement par :

$$Gain = G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{acc}} \quad (2.10)$$

Où $U(\theta, \varphi)$ est l'intensité de puissance rayonnée et P_{acc} est la puissance totale acceptée par l'antenne.

Le gain est fonction de l'efficacité et la directivité. L'équation 2.10 ne prend en compte aucune source de pertes résultant de la désadaptation de l'antenne en impédance (pertes de réflexion), et de dépolarisation de l'onde. Ainsi, il a été défini dans [BALA08], un second type de gain, le gain absolu (ou gain réalisé), qui prend en compte ces pertes, et qui est donné par :

$$G_{abs}(\theta, \varphi) = \eta_{tot} D(\theta, \varphi) \quad (2.11)$$

Où η_{tot} est l'efficacité totale de l'antenne et $D(\theta, \varphi)$ est la directivité de l'antenne.

La polarisation d'une antenne est donnée comme le champ électrique de l'onde qu'elle émet ou reçoit de façon privilégiée. La polarisation peut être linéaire (verticale ou horizontale), circulaire ou elliptique.

2.2.2.7 Débit d'absorption spécifique

Le débit d'absorption spécifique (DAS ou en anglais SAR (Specific Absorption Rate)) est un paramètre qui est utilisé pour évaluer la puissance électromagnétique dissipée dans le corps humain lors de l'utilisation d'un dispositif de communication sans fil. C'est un paramètre simulé et/ou mesuré en champ proche réactif. Plus clairement, c'est la densité de puissance électromagnétique absorbée par unité de masse de tissu biologique. Elle est exprimée en Watts par kilogramme (W/kg) et est définie par la formule [ZHAN11]:

$$DAS = \frac{\sigma |E|^2}{\rho} \quad (2.12)$$

Où σ est la conductivité du tissu biologique considéré (S/m), E est la valeur efficace du champ électrique dans le tissu (V/m) et ρ est la densité de masse du tissu (kg/m^3).

Le DAS est un important aspect pour le concepteur d'antennes et ceci pour deux raisons. D'une part, le concepteur d'antennes doit s'assurer qu'un terminal mobile respecte les normes de DAS. D'autre part, le DAS fournit un aperçu de la puissance qui est absorbée par l'utilisateur. Minimiser le DAS et l'interaction avec l'utilisateur améliorent l'efficacité de rayonnement et ainsi la performance globale du terminal mobile en utilisation.

En pratique le DAS est mesuré dans des fantômes homogènes et moyennés sur un volume cubique de 1g (norme américaine) ou 10g (norme européenne) lors de l'utilisation d'un terminal mobile rayonnant sa puissance maximale. Les valeurs limites de DAS sont [LI09]:

$$\begin{aligned}\langle DAS \rangle_{1g} &\leq 1,6 \text{ W / kg} \\ \langle DAS \rangle_{10g} &\leq 2 \text{ W / kg}\end{aligned}\quad (2.13)$$

$\langle DAS \rangle_{ng}$ est la notation du DAS moyenné dans n grammes.

2.2.3 Limites physiques des antennes miniatures

Les performances d'un dispositif passif électromagnétique sont dépendantes de sa taille électrique comparée à la longueur d'onde. Etant donné une longueur de travail (fréquence de travail) et certaines exigences de performance, une antenne miniature ne peut pas être conçue arbitrairement. La bande passante, l'efficacité (les pertes) et les dimensions de l'antenne sont étroitement corrélées. Quand la taille de l'antenne est diminuée, les performances (bande passante et efficacité) sont dégradées. Ceci est dû aux pertes dans l'antenne (pertes ohmiques qui, parfois, s'accroissent avec la réduction de la taille de l'antenne) et la désadaptation d'impédance. Ces pertes (pertes ohmiques, pertes de désadaptation dans l'antenne, ...) peuvent être caractérisées par l'efficacité de rayonnement η_r définie précédemment. Ces objectifs « contradictoires » en conception d'antenne peuvent être représentés par les digrammes « challenge triangle » et « challenge star » (figure 2.2 extraite de [LI09]).

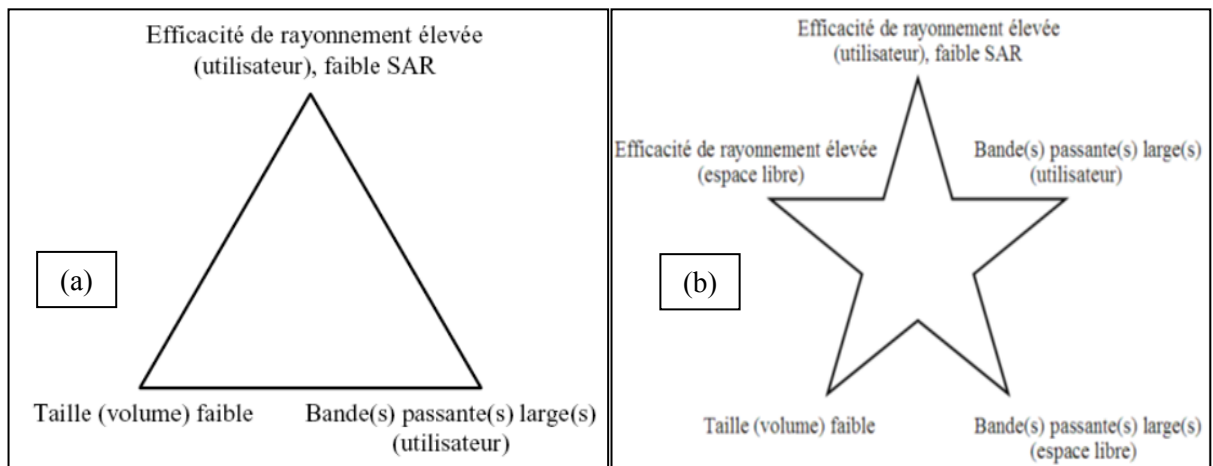


Figure 2.2 (a) Diagramme « challenge triangle (b) Diagramme « challenge star »

2.2.4 Techniques de miniaturisation

Sur les diagrammes challenges, plus nous nous focalisons sur un aspect, plus il est difficile d'obtenir de bons résultats sur les autres aspects. Il y a donc un compromis à trouver en optimisant les objectifs contradictoires.

Un autre paramètre des antennes miniatures est la bande passante qui est inversement proportionnelle au facteur de qualité Q . Le facteur de qualité Q est une quantité très importante en conception des antennes miniatures. Sa limite inférieure permet d'avoir une connaissance sur la taille de l'antenne qu'on peut concevoir pour une bande passante donnée. Les limites que peut prendre un facteur de qualité Q d'une antenne sont données dans les travaux de Chu [CHU48]. Il a développé une relation entre la taille de l'antenne, la fréquence de fonctionnement et son facteur de qualité Q . La taille de l'antenne est définie par une sphère de rayon minimal a , qui inclut l'antenne comme montré dans la figure 2.3. Les limites fondamentales de Chu sont exprimées dans l'équation 2.14.

$$Q_{chu} = \frac{1 + 2k^2 a^2}{k^3 a^3 (1 + k^2 a^2)} \quad (2.14)$$

$k = 2\pi/\lambda_0$ est le nombre d'onde en espace libre associé avec les champs rayonnés ou émis. a est le rayon de la sphère.

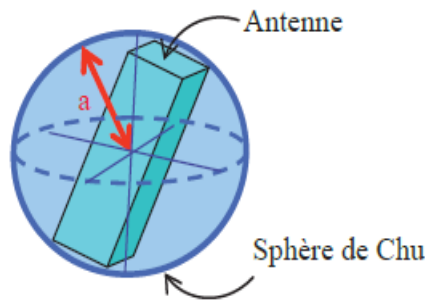


Figure 2.3 Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu

L'équation précédente est directement liée à la taille électrique de l'antenne avec son facteur de qualité minimum Q . Le facteur Q est lié à la bande passe BP , en prenant en compte le taux d'ondes stationnaires, par :

$$BP = \frac{s-1}{Q\sqrt{s}} \quad (2.15)$$

Où s représente le ROS. Comme le facteur de qualité Q et la bande passante sont inversement liées, il y a une correspondance sur la limite supérieure sur la bande passante maximale atteignable.

McLean a amélioré les travaux de Chu en proposant une expression exacte de la valeur du facteur de qualité minimum. Cette expression est donnée dans l'équation suivante :

$$Q_{McLean} = \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \quad (2.16)$$

Les deux expressions de Q (Q de Chu et Q de McLean) sont presque identiques pour de très petites antennes. L'expression de McLean montre que le facteur de qualité d'une antenne électriquement petite est, approximativement, inversement proportionnelle au volume de l'antenne en longueur d'onde (V/λ_0^3) [VILL07].

Les travaux de Chu et de McLean ont permis d'avoir une limite inférieure acceptée sur Q [SANC08] (souvent désigné sous le nom de « limite de Chu ») définie par :

$$Q_{lb} = \eta_r \left(\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (2.17)$$

Cette formule montre que le facteur de qualité est proportionnel à l'efficacité rayonnée η_r . Ceci montre que les antennes avec pertes peuvent réaliser un facteur de qualité Q faible, et par conséquent la bande passante est augmentée contrairement aux antennes sans pertes. En remplaçant 2.17 dans 2.15, une limite supérieure sur la bande passante peut être écrite comme :

$$BP = \frac{1}{\eta_r} \frac{k^3 a^3}{1 + k^2 a^2} \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (2.18)$$

Pour $ka \ll 1$, $(ka)^3 \ll ka$ donc $1/(ka)^3 \gg 1/ka$, le facteur de qualité minimal donné par Chu (Eq. 2.17) se simplifie alors :

$$Q_{lb} \approx \frac{\eta}{(ka)^3} \quad (2.19)$$

Ainsi la formule de la limite supérieure de la bande passante donne pour $ka \ll 1$:

$$BP \cdot \eta_r \approx \frac{s-1}{\sqrt{s}} (ka)^3 \quad (2.20)$$

2.2.5 Techniques de conception d'antenne miniature

Dans ce paragraphe, nous présentons diverses techniques utilisées pour miniaturiser une antenne. Plusieurs concepts de miniaturisation existent et leur but est d'allonger les longueurs électriques des antennes. Parmi ces techniques, il existe la modification de la géométrie de la structure rayonnante, le rajout d'éléments parasites ou l'utilisation de matériaux particuliers. Nous allons voir par la suite le détail de ces différentes techniques utilisées pour la miniaturisation des antennes existant dans la littérature.

2.2.5.1 Modification de la géométrie de la structure rayonnante

Cette technique de miniaturisation est la plus répandue et concerne un ensemble de formes antennaires. Cependant différentes structures d'antennes miniatures reposent sur la modification de la géométrie.

2.2.5.1.1 Ajout de fentes

Cette technique est utilisée pour la miniaturisation d'antennes planaires. Cette technique consiste à placer des fentes dans les parties métalliques de l'antenne. L'objectif n'est pas seulement d'allonger le trajet des courants en les forçant à contourner les fentes, mais aussi d'induire des effets capacitifs et inductifs modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne [CIAI04, MBPS95, WOTU03]. En prenant l'exemple de la structure présentée dans la figure 2.4, le changement des caractéristiques de la fente, modifie la fréquence de résonance du mode fondamental de l'antenne [SUFY11]. [NGNS05] a étudié dans ses travaux l'influence de la taille des fentes et [HUAN01] a fait des études sur la forme des fentes. Le même effet sera observé avec la modification de la largeur de la fente. Des fentes peuvent aussi être faites dans le plan de masse pour réduire la taille de l'antenne [WOKC01]. L'inconvénient de cette technique est l'augmentation du facteur de qualité et par conséquent la diminution de la bande passante de l'antenne.

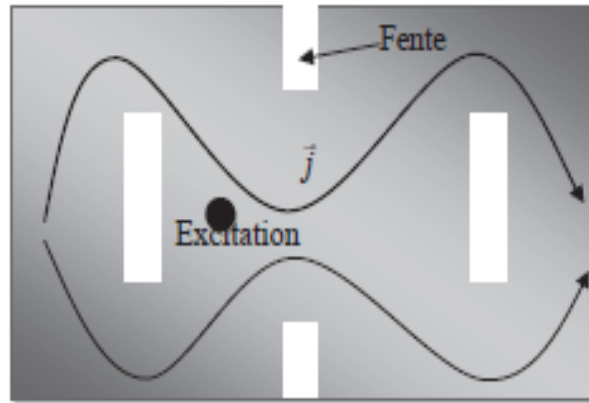


Figure 2.4 Allongement du trajet de courant (diminution de la fréquence de résonance) par ajout de fente

Différents types de fentes peuvent être utilisées : fente non débouchant (ou fente demi onde), fente débouchant (fente quart - d'onde). La fente demi-onde n'est généralement pas utilisée pour créer de nouvelle résonance mais pour allonger les trajets des courants à la surface des résonateurs ou pour créer de nouveaux résonateurs. La fente débouchant est, quant à elle, beaucoup plus utilisée pour créer une nouvelle résonance [AZSA03, MGHM02, MSMS01, NGNS05, SAAZ03]. La figure 2.5 donne une représentation des fentes débouchant et non débouchant

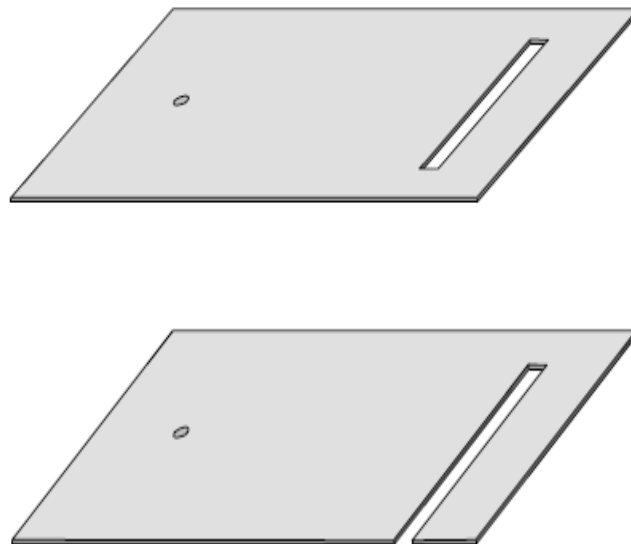


Figure 2.5 Fentes débouchant et non débouchant

2.2.5.1.2 Utilisation de courts circuits

Cette méthode consiste à introduire un ou plusieurs courts circuits, planaires ou filaires entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Les courts circuits permettent d'atteindre une réduction de taille de presque 50% ou plus grâce à la modification des modes résonants.

La figure 2.6 montre la distribution du champ électrique du premier mode résonant ou mode fondamental TM_{100} , dans la cavité virtuellement délimitée par des murs électriques et magnétiques d'un patch micro-ruban. On constate que le champ électrique s'annule au milieu de la longueur résonante. Cela signifie qu'en positionnant un mur électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des lignes équipotentiels n'est nullement affectée. Ainsi, les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié tout en conservant la même fréquence de résonance [SUFY11].

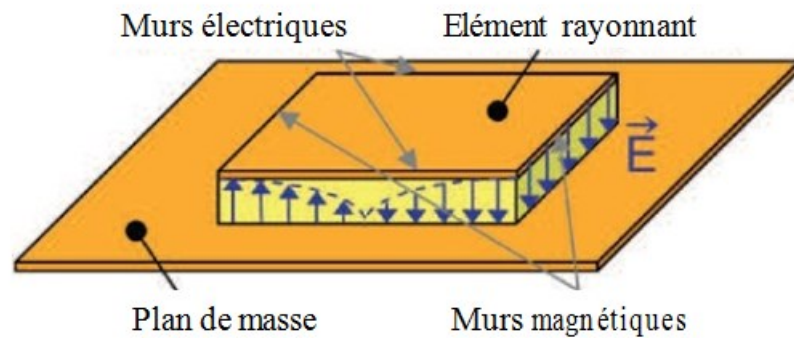


Figure 2.6 Cartographie du champ E dans la cavité d'une antenne micro-ruban (mode TM_{100}) [SUFY11]

Cette technique a l'avantage d'être simple. Par contre, on observe une diminution de la largeur de bande par rapport au simple patch. Les antennes court-circuitées sont sensibles à deux types de polarisation car elles sont composées d'éléments rayonnants (pavés et court-circuit) suivant des directions orthogonales. Cette technique est donc intéressante pour le domaine des communications mobiles.

Cette technique d'insertion de courts circuits sur un plan de masse réduit à conduit à l'émergence de l'antenne PIFA. Cette antenne est court-circuitée avec un mur métallique vertical qui le relie au plan de masse. Elle a une longueur physique de $\lambda_g/4$ dite antenne quart - d'onde. Cette antenne présente un rayonnement quasi-omnidirectionnel avec un niveau de polarisation croisée assez élevé [BZMG96, CHLL99A, CHLL99B, CIAI04, CLDS06, HUST03, WATK98].

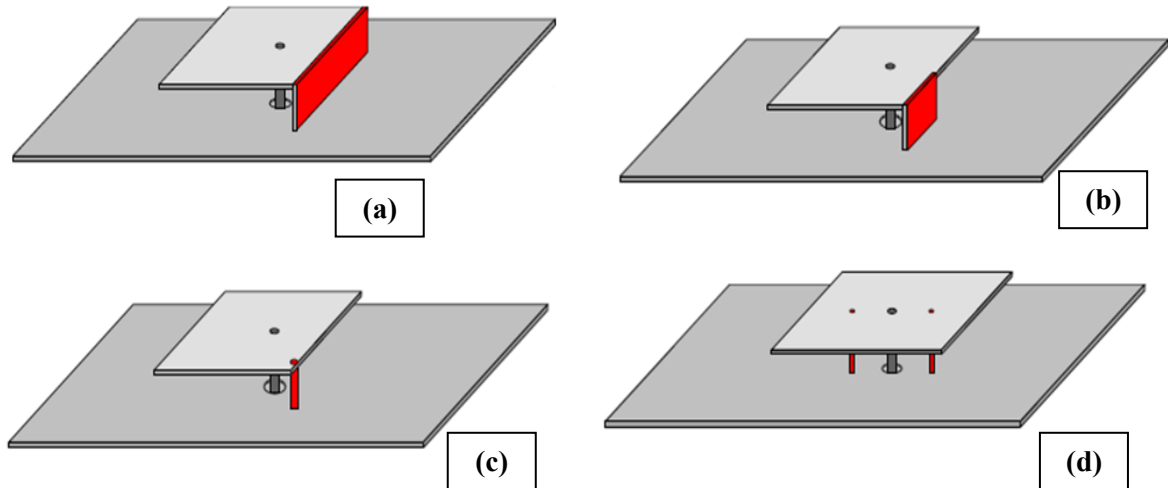


Figure 2.7 PIFA avec court-circuit (a) plan et (b) languette (c) filaire (d) antenne fils-plaques

2.2.5.1.3 Technique de repliement et de méandres

Par cette technique de repliement, on modifie la forme de l'élément rayonnant. C'est une technique qui peut être utilisée simultanément avec la technique d'insertion de court-circuit (figure 2.8 b et c) tout en maintenant la longueur du trajet des courants surfaciques égale à $\lambda_g/4$. Cette opération conduit naturellement à une structure qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée. Il arrive que certaines réalisations conduisent à la concentration des courants électriques dans des zones où l'élément rayonnant comporte des métallisations de faible largeur. La principale contrepartie de ce type d'opération réside dans l'augmentation des pertes ohmiques qui engendre alors une diminution de l'efficacité et du gain.

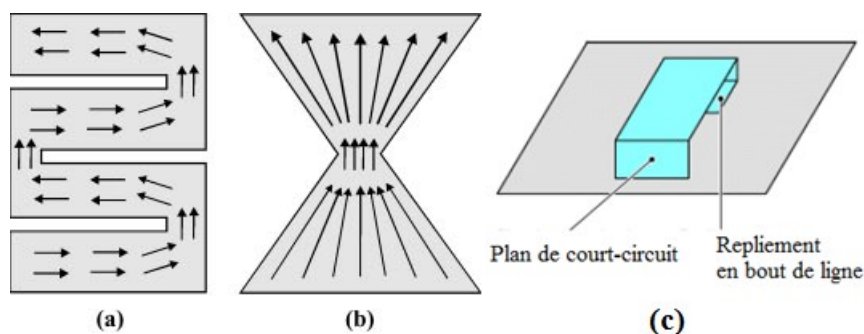


Figure 2.8 (a) Antenne à méandres, (b) antenne repliée (c) repliement vertical

Les méandres sont une succession de lignes courbées. Ce sont l'équivalent d'inductances localisées. Cette technique permet d'augmenter la longueur électrique d'une ligne. Comme présenté sur la Figure 2.8.a, l'antenne avec des méandres aura une fréquence de résonance plus basse qu'une antenne sans méandre de même dimension. La principale contrepartie

d'une telle opération est une augmentation des pertes ohmiques (et donc une diminution de l'efficacité et du gain) qui découle de la concentration des courants électriques dans des zones où l'antenne comporte des métallisations de faible largeur. Il est aussi à noter que la création de méandres engendre des fentes sur le résonateur et donc des parties métalliques face à face créant ainsi des effets capacitifs. L'effet capacitif est plus important si les surfaces en regard sont grandes et si la différence de potentiel entre les parties conductrices est élevée. Cela contribue à augmenter la capacité globale de l'antenne et donc à diminuer sa bande passante. Il s'agit donc d'une technique intéressante dans le processus de miniaturisation d'un élément rayonnant.

2.2.5.1.4 Ajout de composants discrets (charges localisées)

La déformation de certaines parties de l'antenne revient donc à réaliser des capacités et des inductances localisées. L'idée ici est la même mais à l'aide de composants localisés. Ainsi en ajoutant des inductances sur une ligne sa longueur électrique est augmentée sans jouer sur sa longueur physique (idem pour des capacités dans les fentes). Les techniques citées précédemment concernant la modification de la géométrie de l'antenne sont équivalentes à un ajout de charge localisée qui va de l'élément discret au tronçon de ligne conductrice. En effet, un monopole replié est équivalent à un monopole chargé par une inductance. De la même manière, un monopole chargé par un toit métallique peut être vu comme un monopole chargé par une capacité.

Concernant les composants discrets, trois types peuvent être utilisés, les charges résistives, capacitives ou encore inductives. En pratique, un composant discret de type résistif (Faible résistance de 1 à 2 Ohms) peut remplacer le court-circuit languette d'une PIFA. L'inconvénient de cette technique est l'introduction de pertes ohmiques, d'où une baisse de l'efficacité due à la concentration des courants dans la résistance qui, bien que faible, demeure plus résistive qu'un court-circuit [SUFY11].

La même technique peut être réalisée en insérant de façon judicieuse des tronçons capacitifs ou inductifs dans l'antenne. Une capacité positionnée en bout de ligne permet d'augmenter artificiellement la longueur électrique de l'antenne et donc de diminuer sa fréquence de résonance. Cette capacité peut prendre plusieurs formes. Une descente verticale de l'antenne vers le plan de masse synthétise une capacité (figure 2.9a). On peut augmenter la valeur de cette capacité en terminant cette descente verticale par un plateau (figure 2.9b et figure 2.9c) :

plus la surface en regard du plan de masse est grande, plus la capacité synthétisée est élevée [LSKP07].

Cette technique permet d'augmenter la capacité de parties métalliques en regards sans souder d'éléments discrets. L'inconvénient de l'ajout de composants discrets est l'augmentation du facteur de qualité et par conséquent la diminution de la bande passante de telles antennes. La figure 2.9 montre différentes illustrations de charges capacitatives.

La contrepartie de cette technique réside dans le fait que la capacité globale de l'antenne est augmentée, ce qui tend à augmenter le facteur de qualité et donc contribue à diminuer la bande passante disponible. L'utilisation d'un tronçon fin correspond à une inductance série et est peu utilisé comme technique de miniaturisation car il présente le désavantage de concentrer les courants surfaciques et donc d'augmenter les pertes ohmiques [LSKP07].

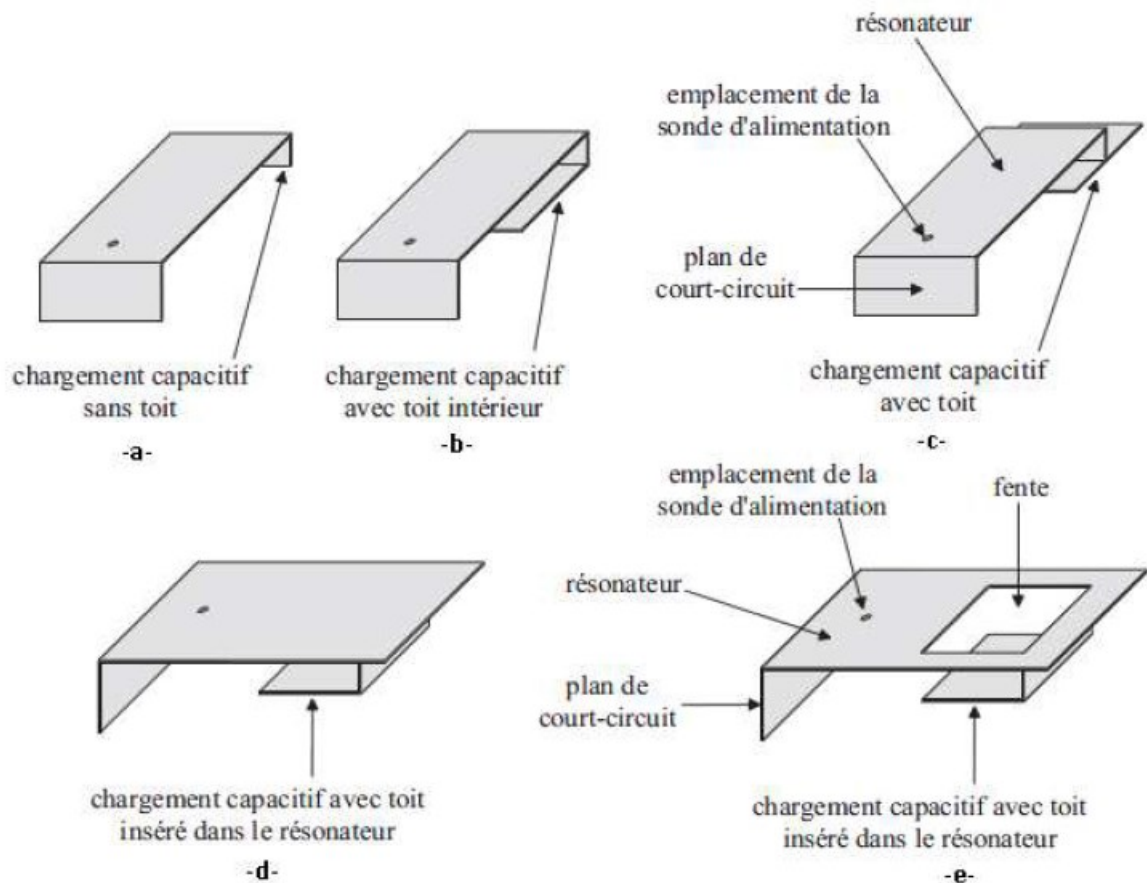


Figure 2.9 Différents types de chargement capacitifs [ADDA11]

2.2.5.2 Miniaturisation à l'aide de substrat à haute permittivité

Les antennes imprimées sont des antennes largement utilisées du fait de leur facilité de conception, d'intégration et de leur faible coût. Cependant, compte tenu du contexte de miniaturisation et de leurs tailles initiales relativement grandes, ces antennes font souvent l'objet de réduction de taille électrique par l'utilisation de matériaux. Elles peuvent être miniaturisées par l'utilisation de substrat à haute permittivité.

❖ Miniaturisation à l'aide de substrat à haute permittivité

Une technique de miniaturisation simple consiste à modifier les caractéristiques diélectriques de l'environnement proche de l'antenne. En pratique, pour les antennes imprimées, on préfère modifier le diélectrique qui supporte le pavé. La longueur électrique résonnante d'un patch classique $\lambda/2$ correspond à une longueur physique qui dépend de la permittivité relative ϵ_r du substrat.

Les substrats à haute permittivité ($\epsilon_r \gg 1$, par exemple $\epsilon_r = 17$ pour un substrat céramique) permettent de réduire les dimensions de l'antenne sans modifier la géométrie. La longueur d'onde guidée est divisée par $\sqrt{\epsilon_r}$ et définie par :

$$\lambda = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.21)$$

Avec : c_0 la vitesse de la lumière dans le vide (3.10^8 m/s), f la fréquence, ϵ_r la permittivité relative du substrat..

Cependant, ce type de technique de miniaturisation n'est pas sans inconvénient. Les pertes dans le matériau de chargement sont cruciales car le facteur de qualité de l'antenne va augmenter et sa bande passante diminue. Augmenter la hauteur de l'antenne pour compenser ce phénomène va entraîner la génération d'ondes de surface. La concentration des lignes de champs sous le diélectrique conduit également à une chute d'efficacité et donc du gain. De ce fait, cette technique n'est utilisée que lorsque l'application visée nécessite une bande passante réduite et un faible gain.

2.2.6 Antennes multi-bandes pour les communications mobiles

Avec l'objectif de concevoir une antenne multi-bandes, une large variété de techniques différentes existent. Nous allons voir, dans la première section de cette partie, les techniques le plus souvent utilisées pour réaliser des antennes multi-bandes. Dans la section suivante, nous présenterons quelques antennes multi-bandes utilisées dans les petits objets pour des communications mobiles.

2.2.6.1 Techniques multi-bandes

❖ Utilisation des résonances d'ordre supérieur

Une façon d'obtenir la fonction multi-bande est d'utiliser les résonances de modes d'ordre supérieur. On explique le principe avec une antenne monopole qui est souvent utilisé avec une longueur de $\lambda/4$ et un plan de masse infini. Ainsi, l'antenne résonne à la fréquence f_0 avec une distribution de champ électrique minimum au niveau de l'alimentation. Cependant, une condition semblable de champ électrique minimum existe aussi à cet endroit quand la longueur de la même antenne correspond à $3\lambda/4$. Donc, l'antenne monopole peut aussi résonner à $3f_0$. D'autres résonances supérieures peuvent aussi être exploitées aux fréquences hautes comme $5f_0$. Cette technique d'utilisation des résonances d'ordre supérieur est utilisable sur plusieurs types d'antennes : dipôles, hélices, antennes patches, antennes fentes [SECM11].

❖ Utilisation de résonateurs multiples

La technique la plus populaire pour obtenir un système antennaire multi-bande est l'utilisation de structures résonantes multiples [ASMP10, BOYL08, CIAI04, MARA06]. Le principe est d'utiliser plusieurs structures résonantes qui sont étroitement positionnées (ou communes) avec une seule alimentation. Ces structures résonantes multiples peuvent être alimentées en séries comme indiqué dans [WOCC02] dont la seconde structure résonante est excitée après que la première soit alimentée.

La technique des résonateurs multiples est fréquemment utilisée dans les systèmes de communications mobiles pour réaliser des antennes multi-bandes pour terminaux mobiles. Par exemple, dans [HAVE96], un système antennaire bi-bande est proposé pour terminaux mobiles. La structure est une combinaison d'un monopole et d'une antenne hélicoïdale dont

les résonances multiples, à deux fréquences différentes, sont obtenues pour une application bi-bande en GSM900 et DCS1800.

Une autre méthode pour obtenir des caractéristiques multi-bandes est l'implémentation de résonateurs parasites au système antennaire. Le principe de cette technique repose sur l'ajout d'un élément parasite supplémentaire à l'antenne alimentée pour un fonctionnement à une fréquence différente. Mais cet élément n'est pas directement alimenté comme l'antenne Yagi-Uda (définie dans [BALA05]). Il est couplé au champ proche de l'antenne et résonne à une autre fréquence. Un exemple pour cette technique est donné sur la figure 2.10 pour une application tri-bande [MBHW01]. Dans cette étude, l'antenne travaille initialement dans les bandes de fréquences GSM 900 et 1800 sans l'élément parasite. Cependant, avec l'ajout de l'élément parasite, une antenne tri-bande pour les bandes de fréquence GSM 900, 1800 et 1900 est réalisée.

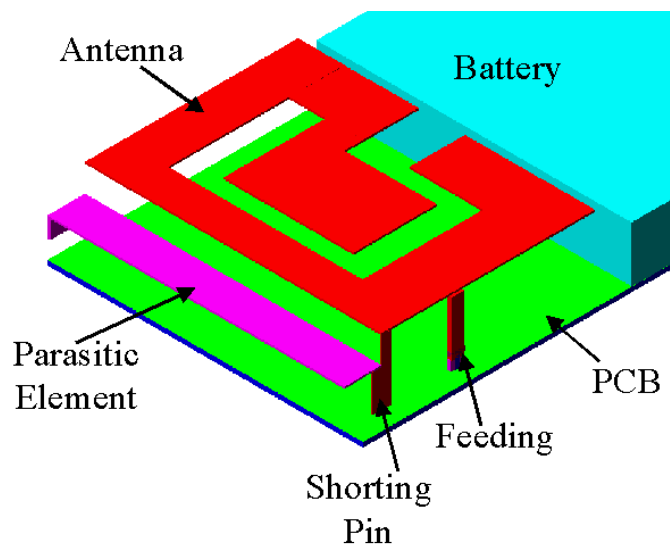


Figure 2.10 Antenne patch repliée avec élément parasite pour une application tri-bande intégrée sur un mobile simplifié

2.2.6.2 Types d'antennes pour les communications mobiles

❖ Antennes monopoles

Une des antennes largement utilisées, à la création des systèmes de communication mobiles est l'antenne monopole. Les antennes monopoles ont une forme très simple, d'un fouet d'une hauteur de $\lambda/4$ au-dessus d'un plan de masse, théoriquement infini. La figure 2.11 montre une antenne monopole. Il rayonne en polarisation linéaire et avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H faisant de cette antenne un choix particulièrement séduisant pour des applications de terminaux mobiles.

Cependant, Fujimoto et Hirasawa ont montré qu'une antenne monopole quart d'onde engendre de plus grandes pertes de courant sur le boîtier du terminal comparé à une antenne demi onde [FHHJ87]. Pour un monopole demi-onde, l'amplitude maximale du courant existe autour du centre de ce monopole. Par conséquent, l'amplitude du courant autour du point d'alimentation (entre le monopole et le boîtier du terminal) est faible, donc peu de flux de courant circule sur le boîtier du terminal. Par contre, pour une antenne monopole quart d'onde l'amplitude maximale du courant existe autour du point d'alimentation et donc il existe un large flux de courant sur le boîtier du terminal. Ceci suggère que la taille du boîtier du terminal change les caractéristiques du diagramme de rayonnement. Particulièrement, la distorsion du diagramme de rayonnement et l'effet portatif sont faibles avec une antenne monopole demi-onde. Les antennes monopoles de longueurs $3\lambda/8$ et $5\lambda/8$ sont plus employées car elles ont une impédance d'entrée mieux appropriée pour l'adaptation à la ligne d'alimentation et au générateur et pourtant le flux de courant sur le boîtier du terminal est très faible. Cette antenne est aussi nommée antenne « fouet ».

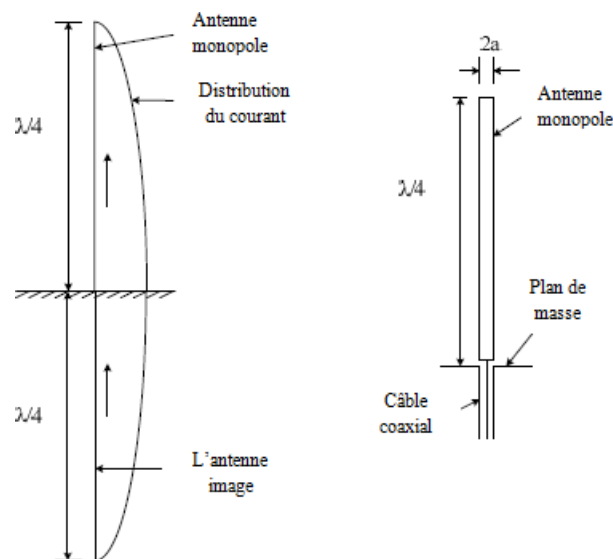


Figure 2.11 Antenne monopole quart d'onde : Antenne image et distribution du courant (à gauche)
Structure monopole pratique (à droite).

❖ *Antennes hélicoïdale (NMHA : Normal Mode Helical Antenna)*

Le monopôle pourrait être raccourci par un chargement inductif distribué composé d'une spirale ayant une longueur physique occupée de 4% à 15% de la longueur d'onde d'utilisation. Connue sous le nom d'antenne NMHA, une version commerciale est présentée sur la Figure 2.12. Electriquement, cette antenne est de type quart d'onde ($\lambda/4$), dont la longueur occupée est diminuée par le chargement inductif distribué.



Figure 2.12 Antenne hélicoïdale NMHA utilisé dans un terminal GSM/DCS [FUJA01]
photo d'une antenne hélicoïdale dual bande non uniforme inventé par Z. Ying [YING06]

La Figure 2.13, montre la configuration d'une NMHA composée de N tours. D et S sont respectivement le diamètre et l'espacement entre chaque tour. La longueur totale d'une NMHA est $L = NS$, tandis que la longueur totale du brin métallique L_e est :

$$L_e = NL_0 = N\sqrt{S^2 + C^2} \quad (2.22)$$

Où L_0 est la longueur du fil entre chaque tour, et $C = \pi D$ est la circonférence de la NMHA. L'angle de lancement α (c'est-à-dire l'angle constitué par une ligne tangente au câble NMHA et à un plan perpendiculaire à l'axe de la NMHA) est défini par :

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{S}{\pi D}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{S}{C}\right) \quad (2.23)$$

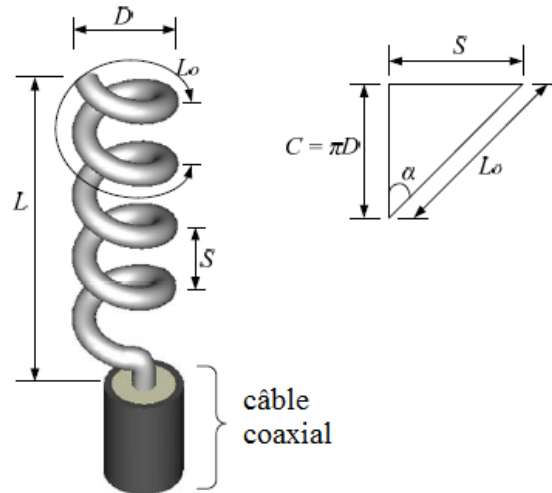


Figure 2.13 Configuration géométrique d'une antenne hélice

❖ Antennes méandres

Une manière alternative de raccourcir une antenne monopole est d'utiliser un modèle de méandres imprimés au lieu de la forme hélicoïdale dans le NMHA. L'antenne ligne méandre est une antenne physiquement petite. Par exemple, le modèle méandre peut être imprimé sur un petit morceau d'un substrat flexible que l'on roule sur une partie plastique comme un NMHA et comme indiqué sur la figure 2.14.a. Une antenne méandre planaire et multi-bande a été proposée [HJLW06, SIPA05, WOLC03, WULL04]. Les caractéristiques multi-bandes peuvent être obtenues en connectant deux ou plusieurs lignes méandres $\lambda/4$ en parallèles avec chacune réglée à sa propre fréquence comme montré sur la figure 2.14.b. À part le modèle méandre, des fractales peuvent aussi être réalisées pour obtenir la caractéristique multi-bande.

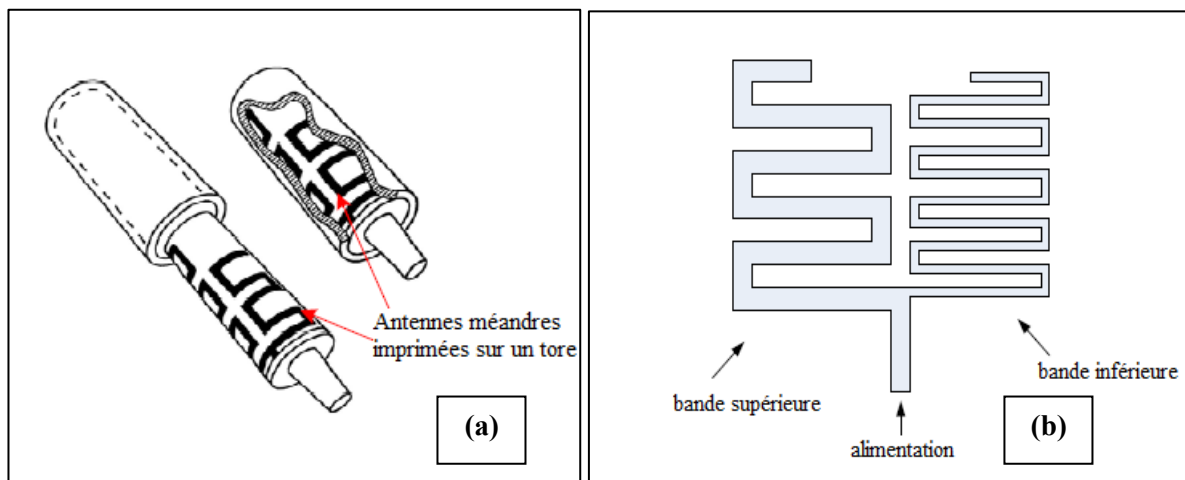


Figure 2.14 Antennes méandres (a) imprimées sur une partie plastique (b) antenne méandre planaire bi-bande

❖ *Antenne L inversée ILA (Inverted-L Antenna) et Antenne F inversée IFA (Inverted-F Antenna)*

La plupart des nouveaux terminaux mobiles ont des antennes intégrées qui ne sont pas extrudées à l'extérieur du terminal. Généralement, le côté très supérieur du terminal n'est pas la meilleure position pour placer l'antenne car l'élément rayonnant doit être gardé loin de l'utilisateur pour éviter les pertes inutiles et l'augmentation du DAS. De la même façon, la position trop basse à l'arrière du terminal est à éviter car une telle position augmentera les pertes de l'antenne à cause de la main de l'utilisateur. Donc la surface sur le côté arrière supérieur du téléphone est une position idéale pour placer l'antenne intégrée. Les antennes intégrées bien connues c'est-à-dire les antennes IFA et PIFA (Planar Inverted-F Antenna) sont largement utilisées dans les terminaux mobiles actuels.

L'antenne IFA est originellement la transformée d'une antenne ILA qui consiste d'un monopole court comme élément vertical et un élément de fil horizontal relié au bout de l'élément vertical comme montré sur la figure 2.15. L'antenne ILA est à profil discret. Elle a la structure d'un monopôle quart d'onde replié [SZWU10, YWZC10]. Par rapport à une antenne monopole de même longueur électrique, l'antenne ILA possède la même fréquence de résonance.

L'antenne ILA positionnée sur un plan de masse infini a une impédance d'entrée faible comme elle est égale à celle du monopole court (élément vertical) plus la réactance de l'élément horizontal placé étroitement du plan de masse.

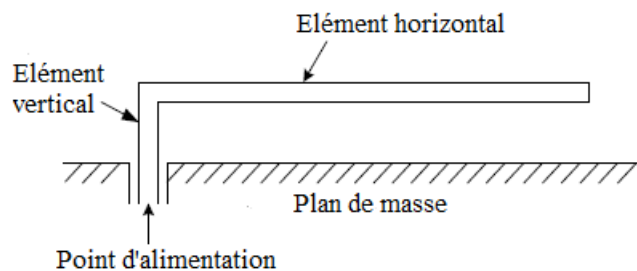


Figure 2.15 Configuration d'une antenne ILA

Dans l'objectif d'augmenter l'impédance d'entrée, un autre élément formé en L inversé est joint au bout de l'élément vertical de l'antenne ILA. Ainsi l'antenne ILA modifiée donne l'antenne IFA (figure 2.16) [FHHJ87]. L'adaptation d'impédance de cette antenne peut être

obtenue en ajustant la position du point d'alimentation par rapport au retour de masse sans aucune exigence de circuit supplémentaire.

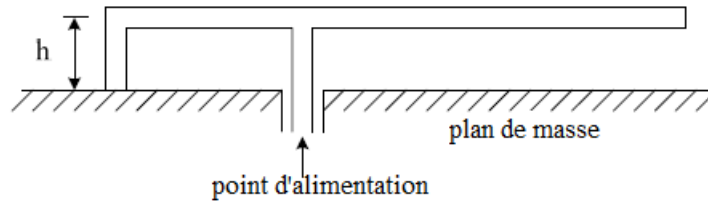


Figure 2.16 Configuration d'une antenne ILA

❖ *Antennes planaire F inversée PIFA (Planar Inverted-F Antenna)*

L'inconvénient majeur des antennes ILA et IFA constituées de fils minces est une bande passante étroite. Remplacer l'antenne IFA de type fil par un élément planaire peut aider à élargir la bande passante. Cette antenne IFA avec un élément planaire comme montré sur la figure 2.17 est appelée l'antenne PIFA. Les caractéristiques fondamentales d'une PIFA sont analysées et publiées dans [HHA92]. L'autre avantage d'une PIFA est son gain acceptable dans les états de polarisation horizontaux et verticaux. Cela est utile dans la plupart des communications sans fil où l'orientation de l'antenne n'est pas fixe et la position de la station de base non connue. Le court-circuit est placé au coin de l'élément planaire pour avoir une réduction maximale de la taille de l'antenne. Plus la largeur du court-circuit W est étroite, plus la fréquence de résonance de la PIFA est basse. La fréquence de résonance de la PIFA peut être exprimée par l'équation :

$$F = \frac{c}{4(L_1 + L_2 + H - W)} \quad (2.24)$$

Où L_1 est la longueur de l'élément planaire, L_2 est la largeur de l'élément planaire, H la hauteur de l'antenne PIFA et c la célérité de la lumière

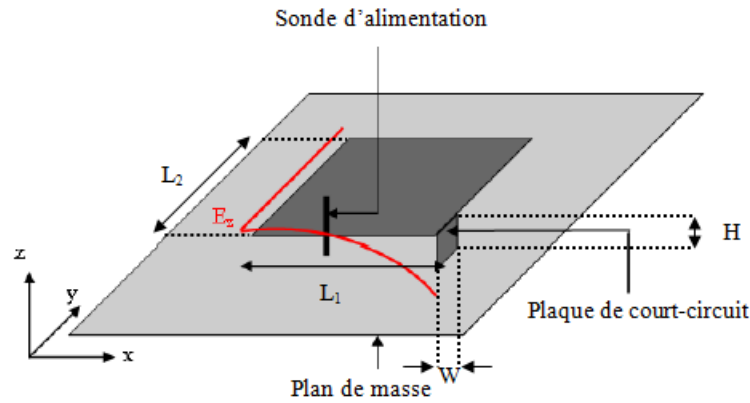


Figure 2.17 Géométrie d'une antenne PIFA

Des recherches approfondies sur la PIFA ont été faites pour déterminer si elle peut présenter la caractéristique large bande en impédance. En fait, un élément supplémentaire près de son point d'alimentation comme un élément parasite à terminaison en circuit-ouvert a été proposé [MITA80]. L'antenne PIFA a été aussi étudiée pour fonctionner dans deux, trois ou plusieurs bandes de fréquence [BEHA11, CAPR09, CHCW02, CLDS06, KWPK06, LIHW97, MBHW01, SHGW99]. La caractéristique multi-bande peut être obtenue en pratiquant une fente sur l'élément planaire d'une PIFA. L'antenne peut fonctionner ainsi sur deux bandes (ou plus) simultanément (figure 2.18). Le principe de base est que le bras le plus long résonne en bande basse tandis que le bras le plus court résonne en bande haute. Les antennes PIFA multi-bandes sont très utilisées comme des antennes intégrées par la plupart des fabricants de terminaux mobiles [YIAN03].

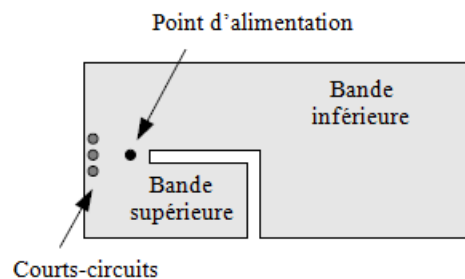


Figure 2.18 Vue de dessus d'une antenne PIFA bi-bande par insertion de fente

Alors que les terminaux mobiles deviennent de plus en plus fins, la taille de l'antenne PIFA peut être réduite par un chargement capacitif [CSKL04] ou en ajoutant de l'inductance (un modèle méandre comme mentionné précédemment) [SWKW04]. Une alternative de réduction de la taille de l'antenne est la conception d'un circuit d'adaptation pour adapter l'impédance d'une antenne de petite taille. Cependant, cette méthode de réduction de taille par circuit d'adaptation n'est pas trop attirante en sa raison de sa complexité.

2.3 SYSTEMES MULTI ANTENNAIRES

2.3.1 Problématique de la conception des systèmes multi antennes

Dans les systèmes MIMO, plus d'une antenne est mise en œuvre sur un petit terminal mobile. Avoir de multiples antennes sur un petit terminal mobile tout en maintenant leurs performances reste un défi. Comme décrites précédemment, les caractéristiques suivantes, sont exigées : une bonne adaptation d'impédance dans la bande passante, des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels, petite taille, structure compacte, faible poids. Cependant, pour des antennes multiples sur un petit terminal mobile les effets de couplages mutuels, leur isolation et les performances de diversité sont essentielles.

Le couplage mutuel renvoie aux interactions électromagnétiques entre les éléments d'un réseau d'antenne. Une partie de l'énergie transmise par un élément d'antennes d'émission est transférée aux autres éléments. D'une manière proportionnelle, une partie de l'énergie dans le champ incident d'un élément antennaire de réception est transférée aux éléments voisins. Le même argument s'applique aussi aux éléments d'antennes du réseau en réception. La figure 2.19 illustre l'effet du couplage mutuel entre deux dipôles en montrant la variation des diagrammes de rayonnement du dipôle1 en fonction de la distance de séparant les antennes. L'autre dipôle est chargé par l'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$. Elle montre que le diagramme de rayonnement du dipôle1 est fortement déformé quand le dipôle2 se rapproche [GAO07].

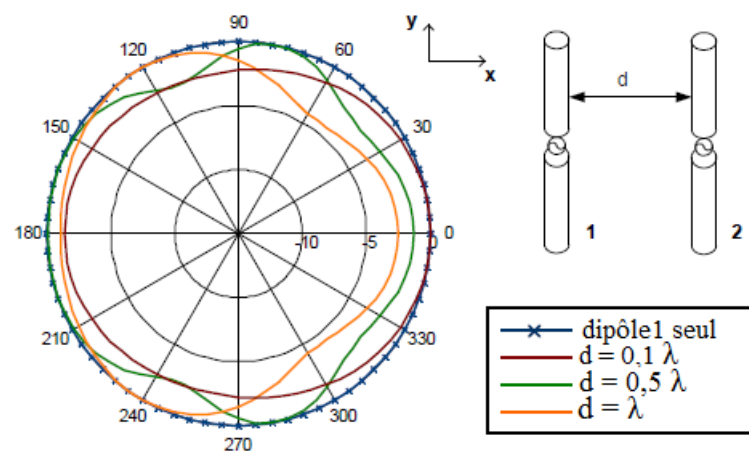


Figure 2.19 Diagrammes de rayonnement d'un dipôle seul et d'un dipôle(dipôle1) dans un réseau de deux antennes pour différentes séparations d [GAO07]

En raison de cet échange d'énergie l'impédance d'entrée de l'antenne seule change sous l'influence du couplage mutuel. Sans couplage mutuel, l'impédance d'entrée d'un élément antenneur seul est égale à son impédance initiale. Cependant, avec une autre antenne positionnée à proximité, l'impédance d'entrée de l'antenne dépend maintenant des deux impédances : sa propre impédance et l'impédance mutuelle. Cette relation est exprimée dans l'équation suivante [BALA05]:

$$Z_e = Z_{11} + Z_{12} \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \quad (2.25)$$

Où Z_{11} et Z_{12} renvoient respectivement aux impédances propres et mutuelles, I_1 et I_2 renvoient aux courants circulant à travers les antennes considérées.

Par conséquent, la conception de plusieurs antennes sur un petit terminal mobile est plus délicate comparée à celle d'un terminal à antenne simple. Le fait qu'elles soient très proches, entraîne un problème de cohabitation qui risque de dégrader leurs efficacités totales dans le cas d'antennes multistandards, alors que dans les systèmes MIMO et/ou de diversité, cette apparition du couplage mutuel va en plus entraîner une augmentation de l'enveloppe de corrélation et ainsi dégrader le gain en diversité du système mais aussi la capacité du canal. Ainsi, augmenter l'isolation des éléments rayonnants n'est pas chose facile en particulier aux fréquences où les courants qui circulent sur le PCB contribuent au mécanisme de rayonnement de la structure [DIAL07]. Le couplage mutuel dépend de la séparation entre les éléments antennaires. Il augmente quand les éléments antennaires sont plus proches l'un de l'autre. Il a été montré, dans la littérature, que pour un minimum de couplage mutuel (ou sans couplage mutuel), la séparation entre dipôle doit être au moins de $\lambda/2$ [STTH98]. C'est donc un challenge majeur que de rapprocher les deux antennes à une distance inférieure de la moitié de la longueur d'onde de travail tout en gardant un niveau du couplage mutuel très bas.

2.3.2 Isolation des éléments rayonnant d'un système multi-antennaire

Dans cette partie, différentes méthodes d'isolation d'antennes basées sur des mécanismes variables sont présentées. Ces méthodes incluent entre autres la modification de la structure du plan de masse, l'utilisation d'un réseau d'isolation, l'utilisation d'une structure EBG (Electromagnetic Band-Gap) et l'utilisation d'une ligne de neutralisation.

2.3.2.1 Modification de la structure du plan de masse

Le principe de cette méthode, nommée DGS (Defected Ground Structure) est d'introduire des modifications sur la structure du plan de masse pour modifier la distribution de courant sur le plan de masse. La méthode DGS peut fournir des caractéristiques aussi bien d'onde lente que de filtre coupe bande [APKK01, KLNK02]. En conception d'antenne, cette méthode a été utilisée pour supprimer les harmoniques et la polarisation croisée d'une antenne patch [GUBA05, SUKK03]. Elle a été aussi utilisée pour améliorer l'isolation d'une antenne patch à double polarisation [CJAC04].

Dans les systèmes multi-antennaires, l'effet du filtre coupe bande est employé pour réduire le couplage mutuel entre éléments antennaires. Une utilisation courante de la méthode DGS consiste à insérer des fentes sur le plan de masse (figure 2.20) [CCMR07, HULE09, KOLF08, LIXH09, LXYH10, ZHXX09].

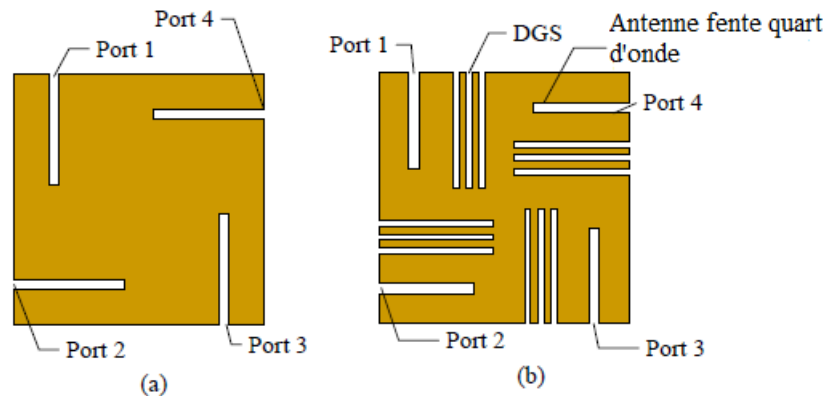


Figure 2.20 Géométries d'un système multi-antennaire à polarisation orthogonale avec quatre fentes (a) sans DGS (b) avec DGS [LI12]

La méthode DGS est une méthode de découplage très générale et efficace qui peut être appliquée à différentes sortes d'antennes. La structure DGS n'a pas besoin de beaucoup de modification quand elle est appliquée à différents systèmes multi-antennaires, puisque son fonctionnement dépend de la fréquence de résonance plutôt que des types d'antennes. Il est très facile de mettre en œuvre une telle structure sur le plan de masse. Cependant, en pratique il y a quelques limites. Un inconvénient majeur consiste en ce que les fentes sur le plan de masse détruisent son intégrité, ce qui n'est pas permis dans de nombreux cas en raison des besoins d'intégration de circuit, principalement dans un téléphone mobile.

2.3.2.2 Utilisation de réseau d'isolation

La motivation d'un réseau d'isolation est de réduire à zéro l'impédance mutuelle ou le coefficient de transmission entre antennes et en même temps garder une bonne adaptation d'impédance sur chaque élément antennaire. Quelques approches de conception pour les réseaux d'adaptation d'isolation sont décrits dans [COYU08A, DOBR04, DOBR05, WAJE04]. Différentes réalisations de réseaux sont proposées : une combinaison d'éléments regroupés (incluant des condensateurs et des inducteurs) [CHWC08, WVBS06], des éléments distribués [DOBR04], le coupleur hybride 180° [COYU08B, LEWA08, LLHF12, VWSB08] et la ligne à découplage [DOBR04]. La figure 2.21 montre un exemple où un système de deux antennes est modélisé par un circuit en π , où Y_{R1} et Y_{R2} réfèrent aux admittances de rayonnement et l'admittance série Y_c donne l'admittance de couplage entre les antennes [LI12].

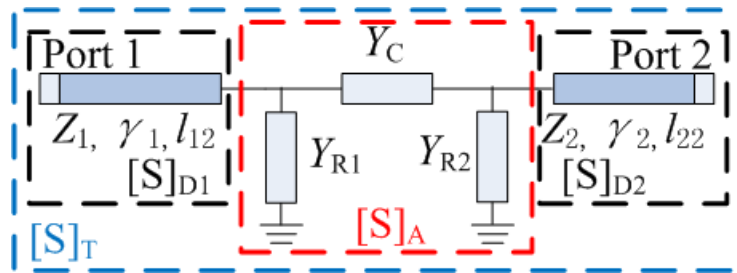


Figure 2.21 Circuit équivalent en π d'un système antennaire étroitement espacé

2.3.2.3 Utilisation d'une structure EBG (Electromagnetic Band-Gap)

La structure EBG se comporte comme un filtre coupe bande [INVR08, ITMM08, YARA03] dans le découplage des antennes. Il est construit en arrangeant les cellules périodiquement comme montré sur la figure 2.22. Une cellule EBG typique a une structure de champignon, consistant en un patch et un via connecté à la masse. La structure EBG peut opérer comme un mur magnétique par lequel la phase du coefficient de réflexion devient zéro pour une onde incidente : ainsi la propagation de l'onde de surface est supprimée. La structure EBG peut fournir une large bande de coupure avec une grande atténuation. Cependant, limitée par la condition de réflexion de Bragg, une structure EBG requiert un large espace, particulièrement pour les fréquences basses [HULE09]. En raison de sa complexité et de sa grande taille, elle n'est pas généralement utilisée en pratique.

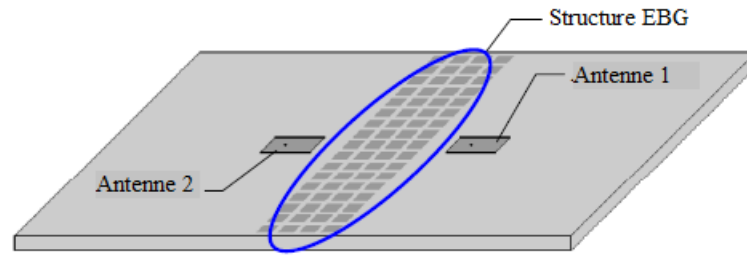


Figure 2.22 Géométrie de la structure EBG pour découplage dans un système multi-antennaire

2.3.2.4 Utilisation de la ligne de neutralisation

La technique de la ligne de neutralisation est fréquemment utilisée pour découpler deux antennes PIFA (figure 2.23) [CLDT08, DLTS06, DLTS08]. L'idée de départ a été de compenser le couplage électromagnétique complexe existant entre deux antennes proches, par un effet de couplage opposé. Celui-ci est introduit par une simple ligne métallique suspendue, intégrée entre les alimentations ou les courts circuits des antennes PIFA. La ligne de neutralisation supporte de forts courants mais ceux-ci ne se dirigent pas vers le port d'alimentation de la deuxième antenne mais plutôt vers l'antenne elle-même pour rayonner.

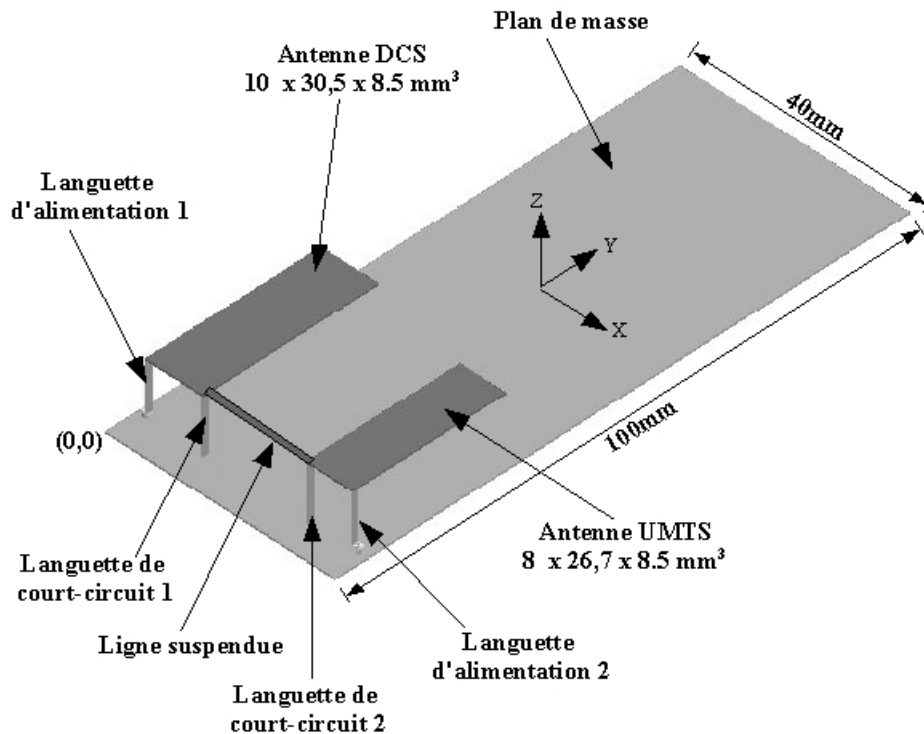


Figure 2.23 Deux PIFAs sur le même PCB avec les languettes de court-circuit face à face et reliées par une ligne suspendue [DIAL07]

La ligne de neutralisation peut être vue comme une réalisation spécifique de réseaux de découplage, remplaçant les éléments regroupés avec des lignes de transmission distribuées. Son principe de fonctionnement peut être compris par les aspects suivants :

- Le système multi-antennaire entier avec deux PIFA peut être considéré comme une structure antennaire dual port.
- En plus du couplage OTA (Over The Air) et du couplage du courant de plan de masse, la ligne de neutralisation crée un nouveau chemin de découplage entre les deux PIFA, offrant un grand degré de liberté pour le découplage. En variant les dimensions de la ligne de neutralisation, les couplages de tous les chemins s'annulent d'un port à l'autre port du PIFA. Ainsi une forte isolation des ports est réalisée.

Cette technique a été appliquée dans nos travaux pour découpler d'autres types d'antenne en multi-bande [**DDLF10A**, **DDLF10B**]. Le principal avantage de la technique de la ligne de neutralisation est sa simplicité et sa compacité.

2.3.2.5 Utilisation de résonateurs parasites

Dans les systèmes à une antenne, les résonateurs parasites sont souvent utilisés pour être multi-résonant pour fonctionner sur une bande passante [**CDNL07**]. Dans les systèmes multi-antennaires, le résonateur parasite est ajouté au milieu de deux éléments rayonnants comme un réflecteur pour réduire le couplage mutuel entre eux [**LAAN09**, **MARM08**, **MIGA10**, **MIKM05**].

Similaire à la ligne de neutralisation, un résonateur parasite crée artificiellement un chemin de couplage supplémentaire entre les éléments antennaires. Pour supprimer ou annuler le couplage existant, l'amplitude et la phase du coefficient de couplage peuvent être variées en changeant la structure du résonateur. Une approche de conception mathématique, utilisant le résonateur parasite pour des antennes dipôle, est proposée dans [**LAAN09**]. Un découplage complet est réalisé à la fréquence centrale mais avec un sacrifice car la bande passante est réduite. La figure 2.24 montre un système multi-antennaire utilisant des éléments parasites pour la réduction du couplage mutuel [**FASZ13**].

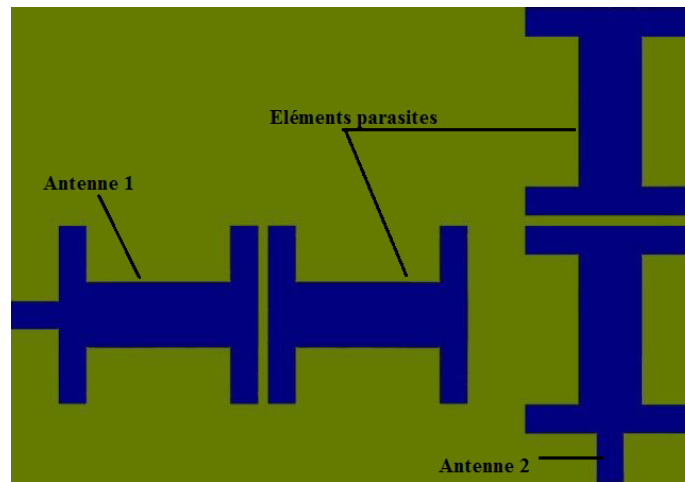


Figure 2.24 Système MIMO à deux éléments avec éléments parasites pour la réduction du couplage [FASZ13]

La structure d'un résonateur parasite doit être spécifiquement conçue pour différents systèmes multi-antennaires. Même si seulement la distance entre antennes est changée, il est nécessaire de changer la structure du résonateur pour obtenir un découplage efficace. Cette caractéristique limite l'application du résonateur parasite dans les fabrications en série.

2.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit les antennes miniatures utilisées pour les petits objets communicants. Quelques paramètres caractéristiques d'un système rayonnant ont été rappelés. Certains de ces paramètres constituent des objectifs à atteindre pour la conception de nos antennes. Avec la tendance de miniaturisation dans la technologie des petits objets communicants, les méthodes utilisées pour réaliser des antennes miniatures sont décrites. Aussi on note de plus en plus de dispositifs de communication sans fil multistandards, ce qui nécessite des antennes pour chaque standard de communication. Mais les petits objets communicants ont un espace limité pour placer plusieurs antennes pour chaque standard. La solution est de concevoir des antennes multi-bandes permettant d'opérer dans différentes bandes de travail. Les techniques utilisées pour réaliser ces types d'antenne ont été décrites dans ce chapitre.

Pour éviter les phénomènes d'évanouissements causés par l'environnement de propagation multi-trajets et augmenter la capacité du canal, les concepteurs d'antennes travaillent de plus en plus sur la conception des systèmes multi-antennes avec deux ou plusieurs éléments rayonnants. L'espace, très étroit entre éléments rayonnants, cause donc un fort couplage mutuel entre les antennes. La réduction de ce couplage mutuel ou l'augmentation de

l'isolation entre les éléments du système multi-antennaire dont plusieurs techniques ont été étudiées demeure un problème à résoudre.

L'objectif de cette thèse est de concevoir des systèmes multi-antennaires pour technique de diversité et MIMO appliqués aux petits objets communicants. La technique de réduction du couplage mutuel par la ligne de neutralisation développée par le LEAT est étudiée pour être appliquée sur d'autres types d'antennes (monopole et IFA) bi-bande et concevoir de systèmes multi-antennaires pour applications en diversité et MIMO.

Références bibliographiques

- [ADDA11] R. Addaci, « Conception d'éléments rayonnants pour systèmes d'interrogation multi-antennaires en environnements de propagation difficiles et fortement bruités », Thèse de doctorat, Université de Nice Sophia Antipolis, 2011.
- [ALMT10] M. N. Alqahtani, W. N. L. Mahadi, et T. F. TengkuMohamed, « Design of multi band antenna for wireless communication », in *2010 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE)*, 2010, p. 338-343.
- [AMCH03] M. J. Ammann et Z. N. Chen, « Wideband monopole antennas for multi-band wireless systems », *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 45, n° 2, p. 146-150, 2003.
- [APKK01] D. Ahn, J.-S. Park, C.-S. Kim, J. Kim, Y. Qian, et T. Itoh, « A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, n° 1, p. 86-93, 2001.
- [ASMP10] J. Anguera, I. Sanz, J. Mumburu, et C. Puente, « Multiband Handset Antenna With a Parallel Excitation of PIFA and Slot Radiators », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, n° 2, p. 348-356, 2010.
- [AZSA03] R. Azadegan et K. Sarabandi, « A novel approach for miniaturization of slot antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, n° 3, p. 421-429, 2003.
- [BALA05] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd Edition. Hoboken, NJ: Wiley Interscience, 2005.
- [BALA08] C. A. Balanis, *Modern antenna handbook*. Hoboken, NJ: Wiley, 2008.
- [BEHA11] Y. Belhadef et N. B. HACENE, « Design of New Multiband Slotted PIFA Antennas », *Simulation*, vol. 10, p. 0, 2011.
- [BEST04] S. R. Best, « A discussion on the properties of electrically small self-resonant wire antennas », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, n° 6, p. 9-22, 2004.
- [BOYL08] K. Boyle, « Multiband Multisystem Antennas in Handsets », in *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, Boston, Mass.; London: Artech House, 2008.
- [BZMG96] S. A. Bokhari, J.-F. Zurcher, J. R. Mosig, et F. E. Gardiol, « A small microstrip patch antenna with a convenient tuning option », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, n° 11, p. 1521-1528, 1996.
- [CAPR09] A. Cabedo, J. Anguera, C. Picher, M. Ribo, et C. Puente, « Multiband Handset Antenna Combining a PIFA, Slots, and Ground Plane Modes », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n° 9, p. 2526-2533, 2009.
- [CCMR07] C.-Y. Chiu, C.-H. Cheng, R. D. Murch, et C. R. Rowell, « Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n° 6, p. 1732-1738, 2007.
- [CDNL07] K. Q. da Costa, V. Dmitriev, D. C. Nascimento, et J. C. S. Lacava, « Broadband L-Probe Fed Patch Antenna Combined With Passive Loop Elements », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, p. 100-102, 2007.

- [CHCW02] W.-S. Chen, T.-W. Chiou, et K.-L. Wong, « Compact PIFA for GSM/DCS/PCS triple-band mobile phone », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002*, 2002, vol. 4, p. 528-531 vol.4.
- [CHEN07] Z. N. Chen, *Antennas for portable devices*. Chichester: Wiley, 2007.
- [CHLL99A] R. Chair, K. F. Lee, et K. M. Luk, « Bandwidth and cross-polarization characteristics of quarter-wave shorted patch antennas », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, n° 2, p. 101-103, 1999.
- [CHLL99B] R. Chair, K. M. Luk, et K.-F. Lee, « Small dual patch antenna », *Electronics Letters*, vol. 35, n° 10, p. 762-764, 1999.
- [CHU48] L. J. Chu, « Physical Limitations of Omnidirectional Antennas », *Journal of Applied Physics*, vol. 19, n° 12, p. 1163-1175, 1948.
- [CHWC08] S.-C. Chen, Y.-S. Wang, et S.-J. Chung, « A Decoupling Technique for Increasing the Port Isolation Between Two Strongly Coupled Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n° 12, p. 3650-3658, 2008.
- [CIAI04] P. Ciais, « Antennes multi-standards pour communications mobiles », Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2004.
- [CJAC04] Y. Chung, S.-S. Jeon, D. Ahn, J.-I. Choi, et T. Itoh, « High isolation dual-polarized patch antenna using integrated defected ground structure », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n° 1, p. 4-6, 2004.
- [CLDS06] P. Ciais, C. Luxey, A. Diallo, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Pentaband internal antenna for handset communication devices », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, n° 8, p. 1509-1512, 2006.
- [CLDT08] A. Chebihi, C. Luxey, A. Diallo, P. Le Thuc, et R. Staraj, « A Novel Isolation Technique for Closely Spaced PIFAs for UMTS Mobile Phones », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, p. 665-668, 2008.
- [COIN01] R. E. Collin et Institute of Electrical and Electronics Engineers, *Foundations for Microwave Engineering*. Hoboken: John Wiley & Sons, Incorporated., 2001.
- [COYU08A] J. C. Coetzee et Y. Yu, « Closed-form design equations for decoupling networks of small arrays », *Electronics Letters*, vol. 44, n° 25, p. 1441-1442, 2008.
- [COYU08B] J. C. Coetzee et Y. Yu, « Port Decoupling for Small Arrays by Means of an Eigenmode Feed Network », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n° 6, p. 1587-1593, 2008.
- [CSKL04] P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas, et C. Luxey, « Compact internal multiband antenna for mobile phone and WLAN standards », *Electronics Letters*, vol. 40, n° 15, p. 920-921, 2004.
- [DDLF10A] I. Dioum, A. Diallo, C. Luxey, et S. M. Farsi, « Compact dual-band monopole antenna for LTE mobile phones », in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough*, 2010, p. 593-596.
- [DDLF10B] I. Dioum, A. Diallo, C. Luxey, et S. M. Farsi, « Dual-band monopole MIMO antennas for LTE mobile phones », in *ICECom, 2010 Conference Proceedings*, 2010, p. 1-4.
- [DIAL07] A. Diallo, « Sytemes multi-antennes pour diversite et mimo », thèse, Université de Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [DLTS06] A. Diallo, C. Luxey, P. Le-Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs

- Operating in the DCS1800 and UMTS Bands », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n^o. 11, p. 3063-3074, 2006.
- [DLTS08] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Enhanced two-antenna structures for universal mobile telecommunications system diversity terminals », *IET microwaves, antennas & propagation*, vol. 2, n^o. 1, p. 93-101, févr. 2008.
- [DOBR04] S. Dossche, S. Blanch, et J. Romeu, « Optimum antenna matching to minimise signal correlation on a two-port antenna diversity system », *Electronics Letters*, vol. 40, n^o. 19, p. 1164-1165, 2004.
- [DOBR05] S. Dossche, S. Blanch, et J. Romeu, « Decorrelation of a closely spaced four element antenna array », in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 1B, p. 803-806 vol. 1B.
- [FASZ13] O. F. Ahmed, R. S. Ghoname, et A. A. Zekry, « Mutual Coupling Reduction of MIMO Antennas using Parasitic Elements for Wireless Communications », *International Journal of Computer Applications*, vol. 62, n^o. 19, p. 39-42, janv. 2013.
- [FHHJ87] K. Fujimoto, A. Henderson, A. Hirasawa, J. R. James, A. Henerson, et K. Hirasawa, *Small antennas*. Letchworth, Hertfordshire, England; New York: Research Studies Press ; Wiley, 1987.
- [FUJA01] K. Fujimoto et J. R. James, *Mobile Antenna Systems Handbook*. Artech House, 2001.
- [FUJI08] K. Fujimoto, *Mobile Antenna Systems Handbook*. Artech House, 2008.
- [GAO07] Y. Gao, « Characterisation of Multiple Antennas and Channel for Small Mobile Terminals », Doctoral thesis, University of London, 2007.
- [GUBA05] D. Guha, M. Biswas, et Y. M. M. Antar, « Microstrip patch antenna with defected ground structure for cross polarization suppression », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, n^o. 1, p. 455-458, 2005.
- [HARR60] R. F. Harrington, « Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency », *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, vol. 64, n^o. 1, p. 1-12, 1960.
- [HAVE96] P. Haapala, P. Vainikainen, et P. Eratuuli, « Dual frequency helical antennas for handsets », in *Vehicular Technology Conference, 1996. Mobile Technology for the Human Race., IEEE 46th*, 1996, vol. 1, p. 336-338 vol.1.
- [HIHA92] K. Hirasawa et M. Haneishi, *Analysis, design, and measurement of small and low-profile antennas*. Boston: Artech House, 1992.
- [HJLW06] Hai-Ming Hsiao, Jeun-Wen Wu, J.-H. Lu, et Y.-D. Wang, « Multi-Band Dual-Meander-Line Antenna for Mobile Handsets », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, 2006, p. 4705-4708.
- [HUAN01] J. Huang, « Miniaturized UHF microstrip antenna for a Mars mission », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001*, 2001, vol. 4, p. 486-489 vol.4.
- [HULE09] S. Y. Huang et Y.-H. Lee, « A Compact E-Shaped Patterned Ground Structure and Its Applications to Tunable Bandstop Resonator », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, n^o. 3, p. 657-666, 2009.
- [HUST03] M.-C. Huynh et W. Stutzman, « Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance », *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 150, n^o. 4, p. 209-213, 2003.
- [INVR08] L. Inclan-Sanchez, J.-L. Vazquez-Roy, et E. Rajo-Iglesias, « High Isolation Proximity Coupled Multilayer Patch Antenna for Dual-Frequency Operation »,

- IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n°. 4, p. 1180-1183, 2008.
- [ITMM08] J. Itoh, N. Michishita, et H. Morishita, « A study on mutual coupling reduction between two inverted-F antennas using mushroom-type EBG structures », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008*, 2008, p. 1-4.
- [KLNK02] C.-S. Kim, J.-S. Lim, S. Nam, K.-Y. Kang, et D. Ahn, « Equivalent circuit modelling of spiral defected ground structure for microstrip line », *Electronics Letters*, vol. 38, n°. 19, p. 1109-1110, 2002.
- [KOLF08] T. Kokkinos, E. Liakou, et A. P. Feresidis, « Decoupling antenna elements of PIFA arrays on handheld devices », *Electronics Letters*, vol. 44, n°. 25, p. 1442, 2008.
- [KWPK06] W.-I. Kwak, S.-O. Park, et J.-S. Kim, « A Folded Planar Inverted-F Antenna for GSM/DCS/Bluetooth Triple-Band Application », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, n°. 1, p. 18-21, 2006.
- [LAAN09] B. K. Lau et J. B. Andersen, « Unleashing multiple antenna systems in compact terminal devices », in *IEEE International Workshop on Antenna Technology, 2009. iWAT 2009*, 2009, p. 1-4.
- [LEWA08] T.-I. Lee et Y. E. Wang, « Mode-Based Information Channels in Closely Coupled Dipole Pairs », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n°. 12, p. 3804-3811, 2008.
- [LI09] Y. Li, « Contribution à l'optimisation des performances d'antennes de téléphones mobiles à l'aide de techniques d'adaptation », Thèse de doctorat, Université Cergy Pontoise, 2009.
- [LI12] H. Li, « Decoupling and Evaluation of Multiple Antenna Systems in Compact MIMO Terminals », Doctoral thesis, KTH Royal Institute of Technology, 2012.
- [LIHW97] Z. D. Liu, P. S. Hall, et D. Wake, « Dual-frequency planar inverted-F antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, n°. 10, p. 1451-1458, 1997.
- [LIXH09] H. Li, J. Xiong, et S. He, « A Compact Planar MIMO Antenna System of Four Elements With Similar Radiation Characteristics and Isolation Structure », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, p. 1107-1110, 2009.
- [LIZH12] L. Li, Z.-L. Zhou, et J.-S. Hong, « Design and Analysis of a Novel Compact Wideband Antenna with Two Excited Modes », *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, sept. 2012.
- [LLHF12] X. Q. Lin, H. Li, S. He, et Y. Fan, « A decoupling technique for increasing the port isolation between two closely packed antennas », in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, p. 1-2.
- [LSKP07] C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, et A. Papiernik, *Antennes imprimées. Techniques et domaines d'applications*, vol. E5, Fascicule E3311 vol. Editions des Techniques de l'Ingénieur, 2007.
- [LXYH10] H. Li, J. Xiong, Z. Ying, et S. He, « High isolation compact four-port MIMO antenna systems with built-in filters as isolation structure », in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, p. 1-4.

- [MARA06] M. Manteghi et Y. Rahmat-Samii, « Novel Compact Tri-Band Two-Element and Four-Element MIMO Antenna Designs », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, 2006, p. 4443-4446.
- [MARM08] A. C. K. Mak, C. R. Rowell, et R. D. Murch, « Isolation Enhancement Between Two Closely Packed Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n^o. 11, p. 3411-3419, 2008.
- [MBHW01] D. Manteuffel, A. Bahr, D. Heberling, et I. Wolff, « Design considerations for integrated mobile phone antennas », in *Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 480)*, 2001, vol. 1, p. 252-256 vol.1.
- [MBPS95] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, et C. Salvador, « Dual-band slot-loaded patch antenna », *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 142, n^o. 3, p. 225-232, 1995.
- [MCLE96] J. S. McLean, « A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, n^o. 5, p. 672-, 1996.
- [MGHM02] M. Martínez-Vázquez, M. Geissler, D. Heberling, A. Martínez-González, et D. Sánchez-Hernández, « Compact dual-band antenna for mobile handsets », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 32, n^o. 2, p. 87-88, 2002.
- [MIGA10] L. Minz et R. Garg, « Reduction of mutual coupling between closely spaced PIFAs », *Electronics Letters*, vol. 46, n^o. 6, p. 392, 2010.
- [MIKM05] K.-S. Min, D.-J. Kim, et Y.-M. Moon, « Improved MIMO antenna by mutual coupling suppression between Elements », in *The European Conference on Wireless Technology, 2005*, 2005, p. 125-128.
- [MITA80] H. Mishima et T. Taga, « Mobile antennas and duplexer for 800 MHz band mobile telephone system », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1980*, 1980, vol. 18, p. 508-511.
- [MMEL12] I. A. M Meloui, « A Compact Multi-Band Antenna for Multi-Standard Wireless and Mobile Communication Technologies », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 2, 2012.
- [MSMS01] A. Martínez-González, M. A. Sánchez-Aguilar, M. Martínez-Vazquez, et D. Sánchez-Hernández, « A comparison of dual-band spur-line printed antennas for handheld terminals », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, n^o. 3, p. 205-207, 2001.
- [NGNS05] H. T. Nguyen, S. Noghianian, et L. Shafai, « Microstrip patch miniaturization by slots loading », in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 1B, p. 215-218 vol. 1B.
- [RGMP07] Y. Rahmat-Samii, J. Guterman, A. A. Moreira, et C. Peixeiro, « Integrated Antennas for Wireless Personal Communications », in *Modern Antenna Handbook*, essor C. A. Balanis, Éd. John Wiley & Sons, Inc., 2007, p. 1077-1142.
- [SAAZ03] K. Sarabandi et R. Azadegan, « Design of an efficient miniaturized UHF planar antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, n^o. 6, p. 1270-1276, 2003.
- [SANC08] D. A. Sánchez-Hernández, *Multiband integrated antennas for 4G terminals*. Boston, Mass.; London: Artech House, 2008.
- [SECM11] M. Secmen, « Multiband and Wideband Antennas for Mobile Communication Systems », *RECENT DEVELOPMENTS IN MOBILE COMMUNICATIONS—A MULTIDISCIPLINARY APPROACH*, p. 143, 2011.

- [SHGW99] P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, et D. Wake, « Triple-band planar inverted F antenna », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999*, 1999, vol. 2, p. 908-911 vol.2.
- [SIPA05] D.-U. Sim et S.-O. Park, « A triple-band internal antenna: design and performance in presence of the handset case, battery, and human head », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, n^o. 3, p. 658-666, 2005.
- [STTH98] W. L. Stutzman et G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. New York: J. Wiley, 1998.
- [SUFY11] S. Sufyar, « Contribution à l'étude d'Antennes Miniatures Reconfigurables en Fréquence par Association d'éléments actifs », Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2011.
- [SUKK03] Y. J. Sung, M. Kim, et Y.-S. Kim, « Harmonics reduction with defected ground structure for a microstrip patch antenna », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, n^o. 1, p. 111-113, 2003.
- [SWKW04] S. Schulteis, C. Waldschmidt, C. Kuhnert, et W. Wiesbeck, « Design of a miniaturized dual band planar inverted F antenna », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004*, 2004, vol. 3, p. 3123-3126 Vol.3.
- [SZSM01] A. K. Skriversvik, J.-F. Zürcher, O. Staub, et J. R. Mosig, « PCS antenna design: the challenge of miniaturization », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, n^o. 4, p. 12-27, 2001.
- [SZWU10] J.-Y. Sze et Y.-F. Wu, « A COMPACT PLANAR HEXA-BAND INTERNAL ANTENNA FOR MOBILE PHONE », *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 107, p. 413-425, 2010.
- [VILL07] J. Villanen, « Miniaturization and evaluation methods of mobile terminal antenna structures », Doctoral thesis, Helsinki University of Technology Radio Laboratory publications. Report S, 290, 2007.
- [VOCF10] J. L. Volakis, C.-C. Chen, et K. Fujimoto, *Small antennas: miniaturization techniques & applications*. New York: McGraw-Hill, 2010.
- [VWSB08] C. Volmer, J. Weber, R. Stephan, K. Blau, et M. A. Hein, « An Eigen-Analysis of Compact Antenna Arrays and Its Application to Port Decoupling », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n^o. 2, p. 360-370, 2008.
- [WAHE13] J. Wang et X. He, « Analysis and Design of a Novel Compact Multiband Printed Monopole Antenna », *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2013, juin. 2013.
- [WAJE04] J. W. Wallace et M. A. Jensen, « Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, n^o. 4, p. 1317-1325, 2004.
- [WATK98] R. B. Waterhouse, S. D. Targonski, et D. M. Kokotoff, « Design and performance of small printed antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n^o. 11, p. 1629-1633, 1998.
- [WHEE47] H. A. Wheeler, « Fundamental Limitations of Small Antennas », *Proceedings of the IRE*, vol. 35, n^o. 12, p. 1479-1484, 1947.
- [WOCC02] K.-L. Wong, F.-S. Chang, et T.-W. Chiou, « Low-cost broadband circularly polarized probe-fed patch antenna for WLAN base station », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002*, 2002, vol. 2, p. 526-529 vol.2.

- [WOKC01] K.-L. Wong, J. S. Kuo, et T. W. Chiou, « Compact microstrip antennas with slots loaded in the ground plane », in *Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 480)*, 2001, vol. 2, p. 623-626 vol.2.
- [WOLC03] K.-L. Wong, G.-Y. Lee, et T.-W. Chiou, « A low-profile planar monopole antenna for multiband operation of mobile handsets », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, n^o. 1, p. 121-125, 2003.
- [WOTU03] K.-L. Wong et H.-C. Tung, « An inverted U-shaped patch antenna for compact operation », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, n^o. 7, p. 1647-1648, 2003.
- [WULL04] J.-W. Wu, C.-R. Lin, et J.-H. Lu, « A planar meander-line antenna for triple-band operation of mobile handsets », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 41, n^o. 5, p. 380-386, 2004.
- [WVBS06] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, et M. A. Hein, « Miniaturized antenna arrays using decoupling networks with realistic elements », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n^o. 6, p. 2733-2740, 2006.
- [YABE05] A. D. Yaghjian et S. R. Best, « Impedance, bandwidth, and Q of antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, n^o. 4, p. 1298-1324, 2005.
- [YARA03] F. Yang et Y. Rahmat-Samii, « Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, n^o. 10, p. 2936-2946, 2003.
- [YIAN03] Z. Ying et J. Andersson, « Multi band, multi antenna system for modern mobile terminal », in *2003 6th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, 2003. Proceedings, 2003*, p. 287-290.
- [YING06] Z. Ying, « Some important antenna innovations in the mobile terminal industry in the last decade », in *First European Conference on Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006, 2006*, p. 1-5.
- [YWZC10] B. Yuan, X. Wang, N. Zheng, et Y. Chen, « An inverted-L antenna based on finite ground plane with zigzag structure », in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific, 2010*, p. 2025-2028.
- [ZHAN11] Z. Zhang, *Antenna design for mobile devices*. Singapore: Wiley [u.a.], 2011.
- [ZHXX09] F. Zhu, J. Xu, et Q. Xu, « Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna elements using defected ground structure », in *2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009*, p. 1-4.

Chapitre 3 SYSTEMES MULTI ANTENNAIRES POUR PETITS OBJETS COMMUNICANTS EN BANDES LTE

3.1 INTRODUCTION

La demande de plus en plus croissante en débits de transmission et en qualité de service observée dans les systèmes de communication sans fils existant et émergents exige des solutions d'amélioration de leurs performances. Une des solutions pour augmenter la capacité et la rapidité d'échange de données est l'intégration dans le système de la technologie MIMO [PAGH95][VAAN87][DFDL12]. Cette technologie, comme relaté dans le chapitre 1, utilise plusieurs antennes en émission et en réception et a démontré tout son potentiel à améliorer la capacité de l'interface radio dans un environnement multi trajet pour les systèmes de communication sans fils. Le Long Term Evolution (LTE), 4^{ième} génération des standards des réseaux de communication mobiles, intègre dans ses spécifications la technologie MIMO [GRSH12][TORN09].

Un bon système antenne MIMO possède des éléments rayonnants avec une forte efficacité totale, recevant des signaux ayant une faible corrélation ce qui implique nécessairement des antennes à forte isolation [BHYP09][BHPK10][DTLS08][LUXE09][LUMA10]. Cependant, la tendance dans les objets communicants modernes consiste à une miniaturisation toujours plus poussée où les formes minces et plates rendent difficile l'intégration de plusieurs antennes sur le petit plan de masse de l'objet communicant [DDL10]. En effet, l'espace limité entre les différentes antennes provoque tout naturellement un fort couplage mutuel et une faible isolation. Cela réduit les degrés de liberté du réseau d'antennes MIMO et donc la puissance rayonnée et reçue par ces antennes.

Pour résoudre ces contraintes, plusieurs méthodes ont été proposées pour améliorer l'isolation entre éléments rayonnants telles que l'insertion d'une ligne de neutralisation [CLDT08][DLTS06][DLTS08][LUXE09], la modification du plan de masse [CJAC04][KILY06], l'utilisation de matériaux EBG (Electromagnetic Band Gap) [MPHK07][HLSL09] ou le positionnement d'un élément parasite entre ces éléments rayonnants [YDGF07]. Aussi, il est à noter que les nouveaux objets communicants doivent opérer dans des bandes de fréquence différentes [CLDS06] ce qui signifie que les antennes doivent être multi-bandes pour en diminuer leur nombre. La réalisation de ces systèmes est donc un réel challenge notamment pour atteindre une isolation suffisante dans chaque bande de communication.

L'objectif de ce chapitre est la conception, réalisation et mesure de systèmes multi-antennaires destinés à de petits objets communicants. Ainsi, nous présentons dans la première section du chapitre un système multi-antennes planaire bi-bande placé sur un plan de masse fini de taille $120 \times 50 \text{ mm}^2$. Nous concevons d'abord une antenne de référence bi-bande, qui est ensuite associée à une autre antenne identique sur le même PCB et leur isolation est étudiée avec l'insertion d'une ligne de neutralisation. Dans la seconde partie, nous modélisons le système multi-antennaire planaire en réduisant la taille du plan de masse ($100 \times 40 \text{ mm}^2$) et en prenant compte du dispositif d'alimentation optique des antennes et du boîtier plastique de protection du dispositif communicant. Par la suite, une structure multi-antennaire miniature et compacte basée sur des antennes IFA rayonnant dans les bandes LTE700 et LTE2500 est proposée avec différentes configurations pour maximiser leur diversité. Nous terminons ce chapitre par l'amélioration de la bande passant de l'antenne de référence de la structure précédente en s'appuyant sur la théorie de Youla et Carlin.

3.2 SYSTEMES MULTI ANTENNAIRES PLANAIRES BI-BANDE

Dans cette section, nous décrivons la conception d'un système multi-antennaire basée sur des antennes monopoles méandres pour des applications en bandes LTE700 et LTE2500. Les antennes monopoles méandres sont des antennes électriquement petites. La conception d'une antenne méandre consiste à effectuer un ensemble de lignes horizontales et verticales. La combinaison de ces lignes forme des méandres et en augmentant le nombre de méandres on augmente l'efficacité [AMDH12].

3.2.1 Conception du système de référence

L'objectif est de concevoir une antenne de type monopole opérant dans les bandes LTE700 et LTE2500 avec un coefficient de réflexion maximal de -6 dB sur toutes les bandes de travail. Pour concevoir l'antenne, une ligne métallique est imprimée sur un substrat et la méthode des méandres [CCCL03][BHYP09] est utilisée pour miniaturiser l'antenne. Sur l'autre face du substrat, une plaque métallique est imprimée pour constituer le plan de masse mais ce plan de masse en regard du monopole est supprimé. L'antenne est alimentée par une ligne de transmission connectée à un connecteur SMA.

Une géométrie d'une antenne monopole à méandres est montrée dans la figure 3.1. Les antennes méandres sont une classe intéressante d'antennes et elles ont été largement étudiées

pour réduire la taille d'éléments rayonnants filaires : antennes monopole, dipôle, etc. [NTYY84]. Dans les antennes filaires à méandres, la ligne est continuellement pliée dans l'objectif de réduire la longueur de l'élément résonant. L'augmentation de la longueur totale de l'antenne filaire fait baisser sa fréquence de résonance. [BEST02] montre dans ses travaux que les caractéristiques de performance de l'antenne sont indépendantes des différences sur la géométrie ou sur la longueur totale de la ligne, quand l'antenne est conçue pour résonner à la même fréquence.

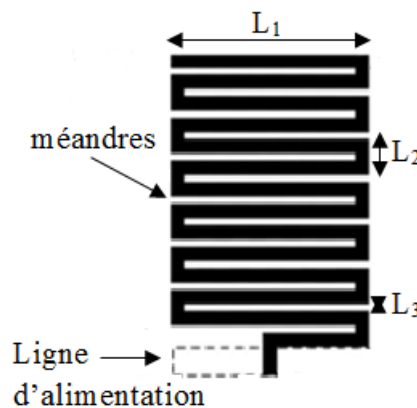


Figure 3.1 Exemple d'une antenne à méandres (sans son plan de masse)

Pour modifier les performances de l'antenne on peut modifier les paramètres L_1 , L_2 , ou L_3 . Dans [TSUT00], l'auteur montre une relation entre la taille géométrique et la fréquence de résonance. Ambhore explique dans [AMDH12] la dépendance de la polarisation de l'antenne vis-à-vis des courbures de l'antenne et de l'espacement entre ses brins. Le facteur de réduction de la taille de l'antenne dépend principalement du nombre de méandres par longueur d'onde et de l'espacement des largeurs des brins rectilignes [WAMI98].

Une autre propriété intéressante des antennes méandres est le nombre de modes résonnant au-delà de la fréquence de résonance fondamentale. Ainsi, comme une conséquence des renforcements et de l'annulation du courant variable sur l'antenne, un grand nombre de résonance hautes peuvent apparaître sur une antenne monopole à méandres par rapport à une antenne monopole simple de même longueur [WAMI98].

Une antenne monopole à méandres peut être modélisée par un circuit résonnant LC. Les lignes verticales sont modélisées comme des inductances et les lignes horizontales forment

entre elles des capacitances. Dans [AMDH12] un modèle de circuit résonant pour l'antenne monopole à méandres est donné comme représenté sur la figure 3.2.

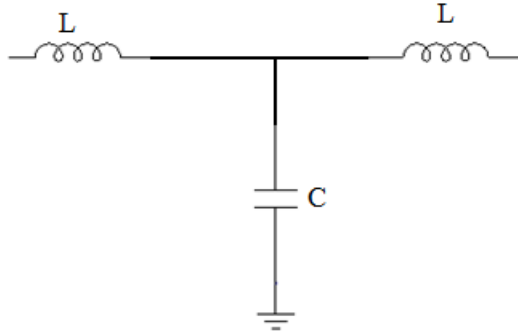


Figure 3.2 Modèle équivalent d'un méandre [AMDH12]

L'impédance caractéristique de chaque section de méandre est donnée par [AMDH12, BEST02]:

$$Z_0 = 276 \log \left(\frac{2S}{d} \right) \quad (3.1)$$

Où S est l'espacement entre deux brins du méandre et d est le diamètre de la ligne du monopole.

La longueur de l'antenne est donnée par :

$$N \times S = \frac{\lambda}{10} \quad (3.2)$$

Où N est le nombre de méandres.

3.2.1.1 Système mono-bande

L'antenne présentée est un monopole à méandres et la longueur électrique est calculée pour être un quart de longueur d'onde à la fréquence 740 MHz. La figure 3.3 montre la structure de l'antenne. L'antenne est imprimée sur la face supérieure d'un substrat de permittivité $\epsilon_r = 2,2$ (duroid), d'épaisseur 0,762 mm et de dimension 120x50 mm². Sur l'autre face du substrat est imprimé un plan de masse de dimension 82x50 mm².

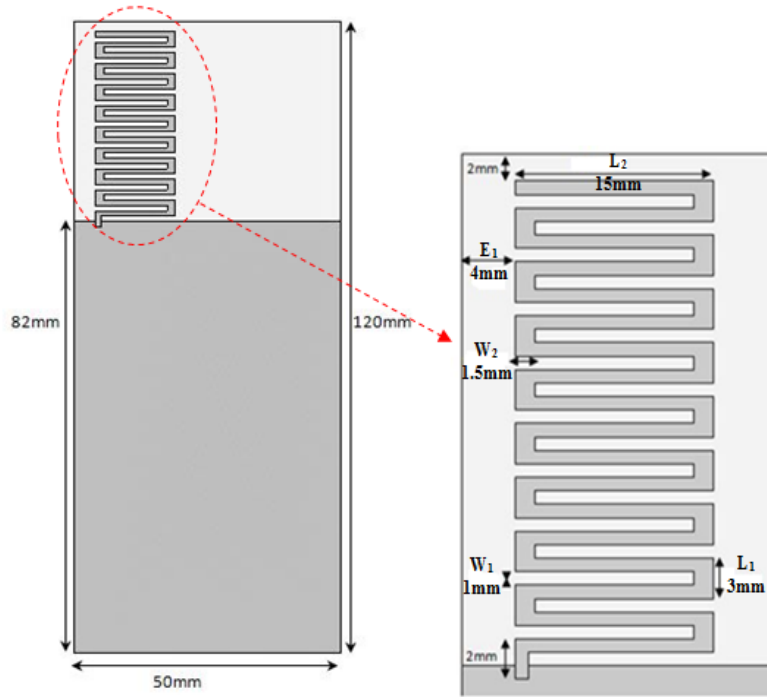


Figure 3.3 Vue de l'antenne mono bande avec zoom sur les dimensions de l'élément rayonnant

L'antenne est placée sur la face supérieure du substrat et l'espace réservé est de $38 \times 50 \text{ mm}^2$. Les largeurs des méandres, les longueurs des brins de repliements et les largeurs de ces brins sont optimisées à l'aide du logiciel HFSS. La première considération est de concevoir des dimensions d'antennes dont la valeur initiale est 1 mm pour les paramètres W_1 , W_2 (largeur des brins de l'élément rayonnant) et 12mm pour L_2 .

Ce type d'antenne a l'avantage d'offrir plusieurs degrés de liberté pour en effectuer les réglages. En effet les variations des paramètres représentés sur la figure 3.3 permettent d'ajuster le comportement de l'antenne. Des études paramétriques ont été effectuées pour comprendre les effets des différents paramètres dimensionnels. Cela nous a permis par la suite de pouvoir bien optimiser l'antenne.

La figure 3.4 montre les coefficients de réflexions de l'étude paramétrique sur la largeur des brins des différents méandres. L'étude est faite en variant la largeur de 1mm à 1,5mm par pas de 0,1mm (W_1 varie de 0 mm à 0,5mm), en fixant les autres paramètres à 1mm. Il peut être remarqué qu'en augmentant la largeur du brin la fréquence de résonance augmente aussi. Dans ce cas, augmenter la largeur peut affecter la fréquence de résonance et la bande passante (152 MHz à -6dB pour une largeur de 1,5mm) comme observée sur la figure 3.4.

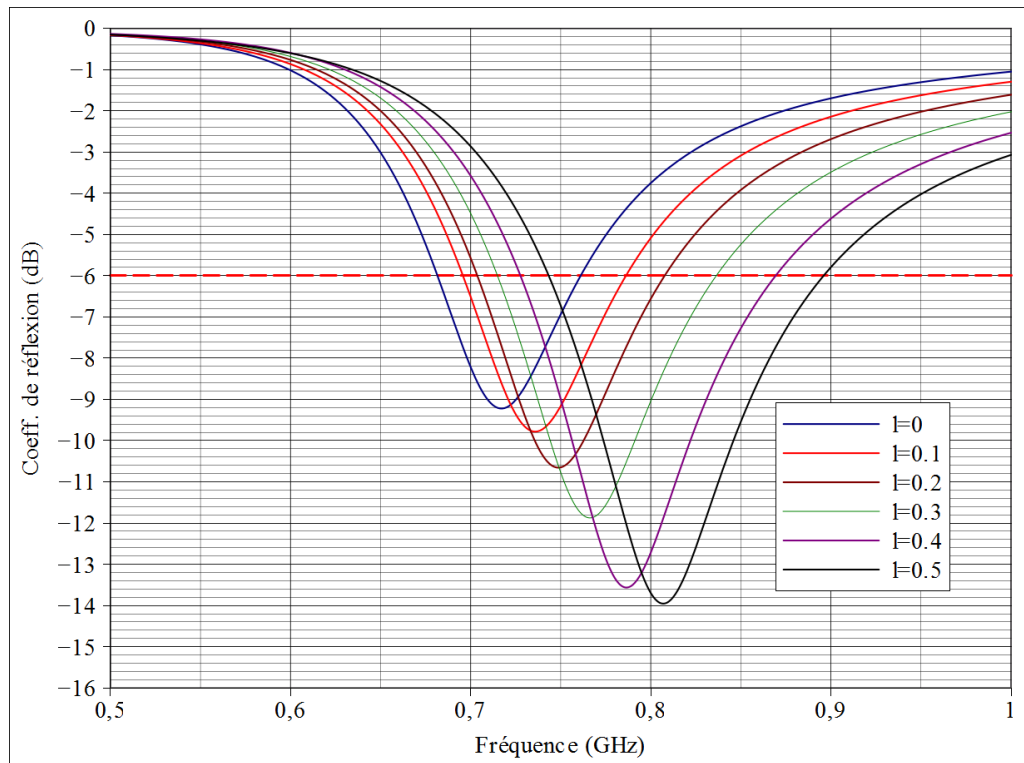


Figure 3.4 Coefficient de réflexion de différentes valeurs de la largeur des brins (l étant la variable de variation de la largeur)

Ensuite, une étude paramétrique est effectuée sur le paramètre W_2 . La figure 3.5 donne les coefficients de réflexion pour les différentes valeurs de W_2 (W_2 varie par pas de 0,1mm de 0,5mm à 1,5mm). Le paramètre W_2 affecte la fréquence de résonance et la bande passante comme W_1 .

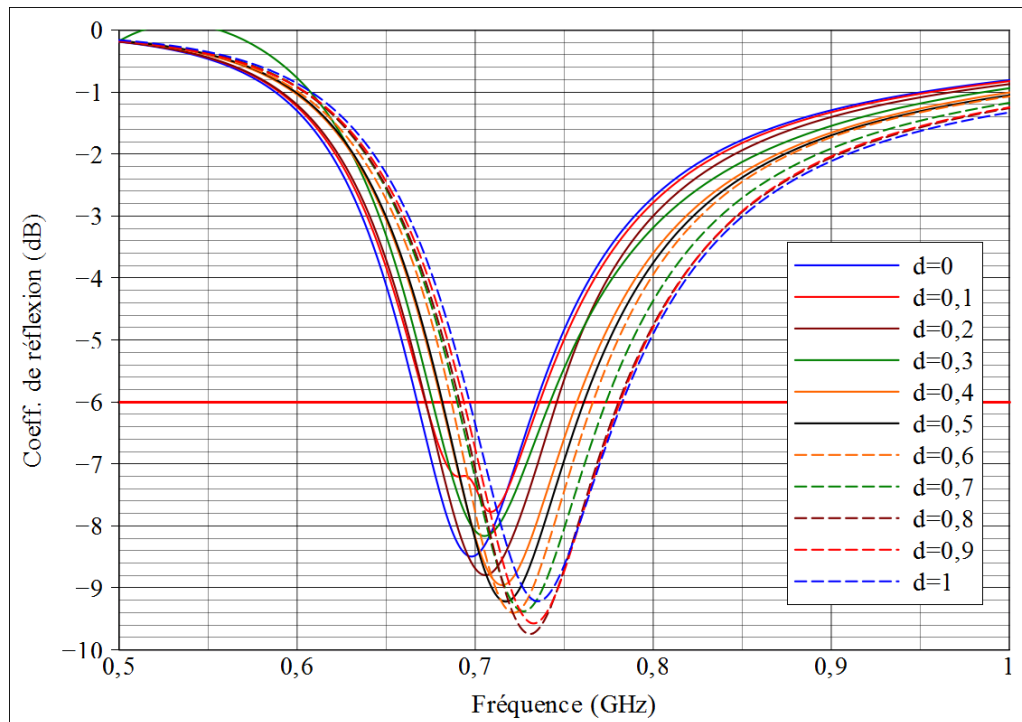


Figure 3.5 Coefficient de réflexion de différentes valeurs de W_2 (d étant la variable de variation W_2)

Ainsi, pour avoir la fréquence de résonance souhaitée et améliorer la bande passante, on peut faire varier les paramètres W_1 et W_2 dans la figure 3.3.

Grace à ces études paramétriques effectuées sur les paramètres structuraux de l'antenne méandre, un prototype mono bande a été optimisé.

La courbe de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne mono-bande est représentée sur la figure 3.6 : on peut observer que toute la bande basse est couverte avec un critère d'adaptation de -6dB.

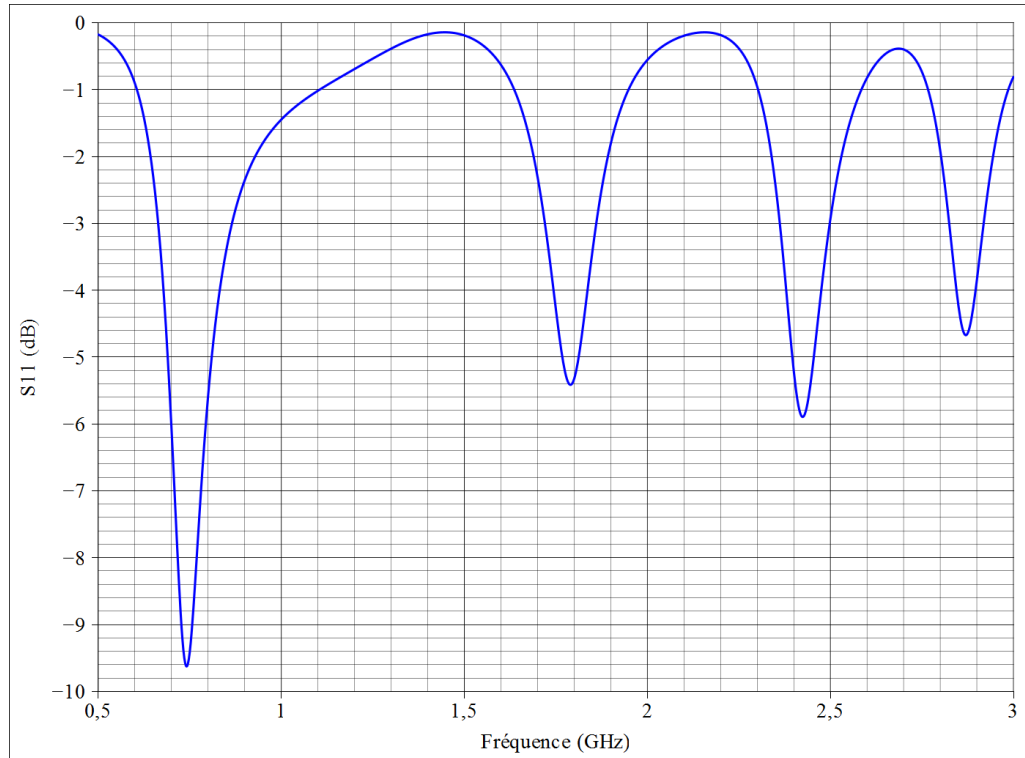


Figure 3.6 Coefficient de réflexion simulé de la structure mono-bande

La figure 3.7 représente l'efficacité totale simulée de cette antenne dans la bande basse. Elle reste supérieure à 50% dans toute la bande avec un maximum de 65% à 740 MHz.

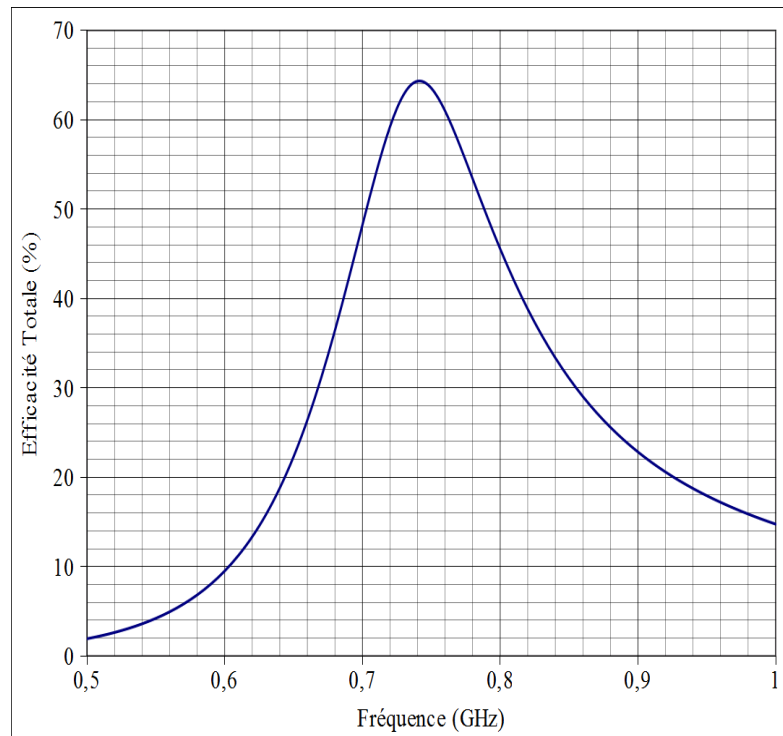


Figure 3.7 Efficacité totale simulée de la structure mono-bande

3.2.1.2 Système bi-bande

La figure 3.6 montre un mode fondamental et plusieurs modes de résonances supérieurs de la structure mono-bande. Si la bande basse est suffisamment couverte avec un critère d'adaptation de -6 dB, l'antenne ne satisfait pas cette contrainte aux fréquences hautes. Pour pouvoir couvrir la bande 7 LTE (2,5GHz – 2,7 GHz) un élément parasite est connecté dans la zone des impédances faibles de l'antenne monopole précédente. Cet élément parasite, dont la longueur électrique est environ un quart d'onde à 2.6 GHz a été optimisé pour créer une résonance additionnelle et élargir la bande passante existante. La figure 3.8 représente une vue de dessus de l'antenne bi-bande optimisée.

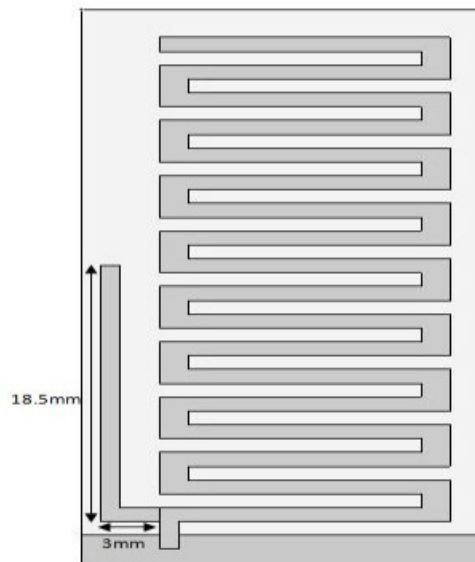


Figure 3.8 Vue de dessus de la structure bi-bande optimisée

Le coefficient de réflexion simulé de l'antenne optimisée est présenté sur la figure 3.9. On observe que toute la bande haute est couverte et le minimum du coefficient de réflexion est de -13,7 dB. Avec une bande passante de 83 MHz à -6 dB en bande basse et de 0,76 GHz à -6 dB, ce prototype est capable d'opérer dans les bandes LTE 13 et LTE 7. Il est donc bien adapté pour les applications visées.

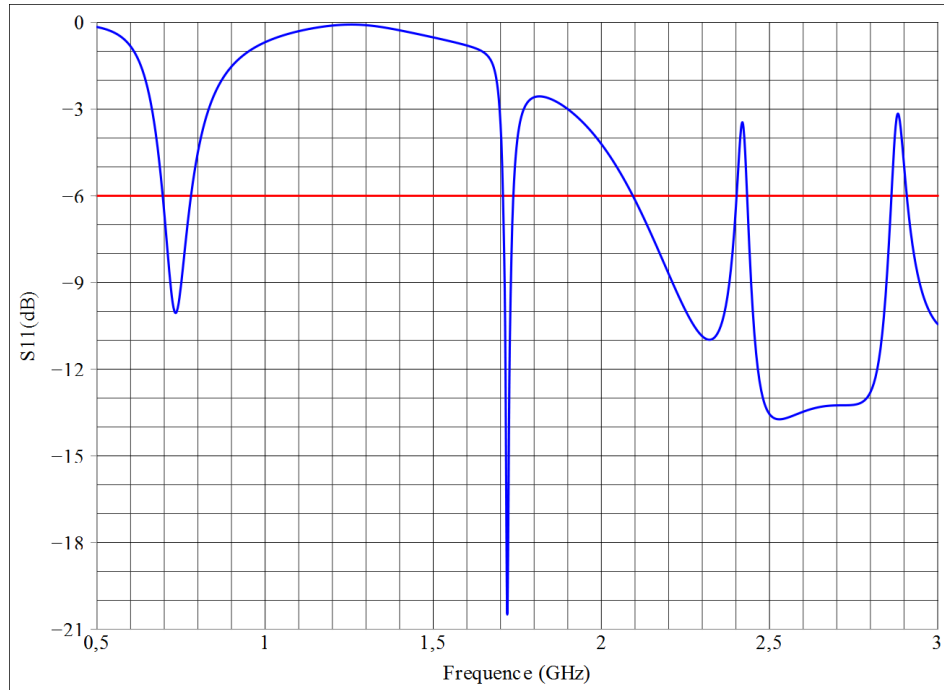


Figure 3.9 Coefficient de réflexion simulé de la structure bi-bande

La figure 3.10 représente l'efficacité totale simulée de la structure bi-bande optimisée dans les bandes basse et haute. Elle reste supérieure à 50% dans toutes les bandes avec un maximum de 85% à 730 MHz et de 94,6% à 2,56 GHz.

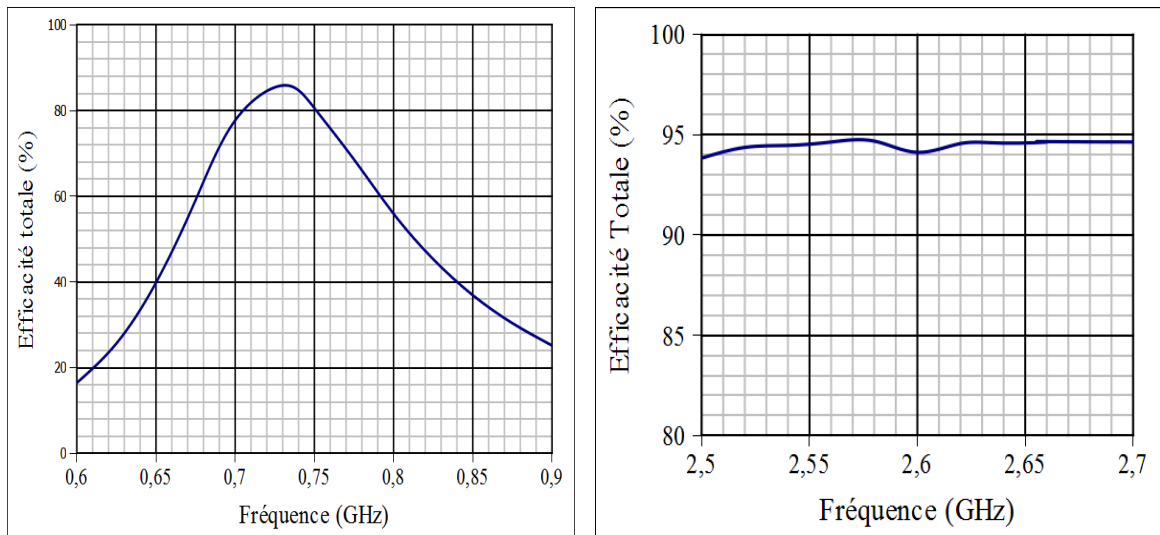


Figure 3.10 Efficacité totale simulée de la structure bi-bande en bande basse et bande haute

La figure 3.11 présente les diagrammes de rayonnement en gain simulés de l'antenne bi-bande aux fréquences de résonance 730 MHz et 2,56 GHz dans les deux plans $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 90^\circ$. Pour les deux fréquences considérées, ces diagrammes montrent que l'antenne est sensible à la fois à la polarisation verticale ainsi qu'à la polarisation horizontale.

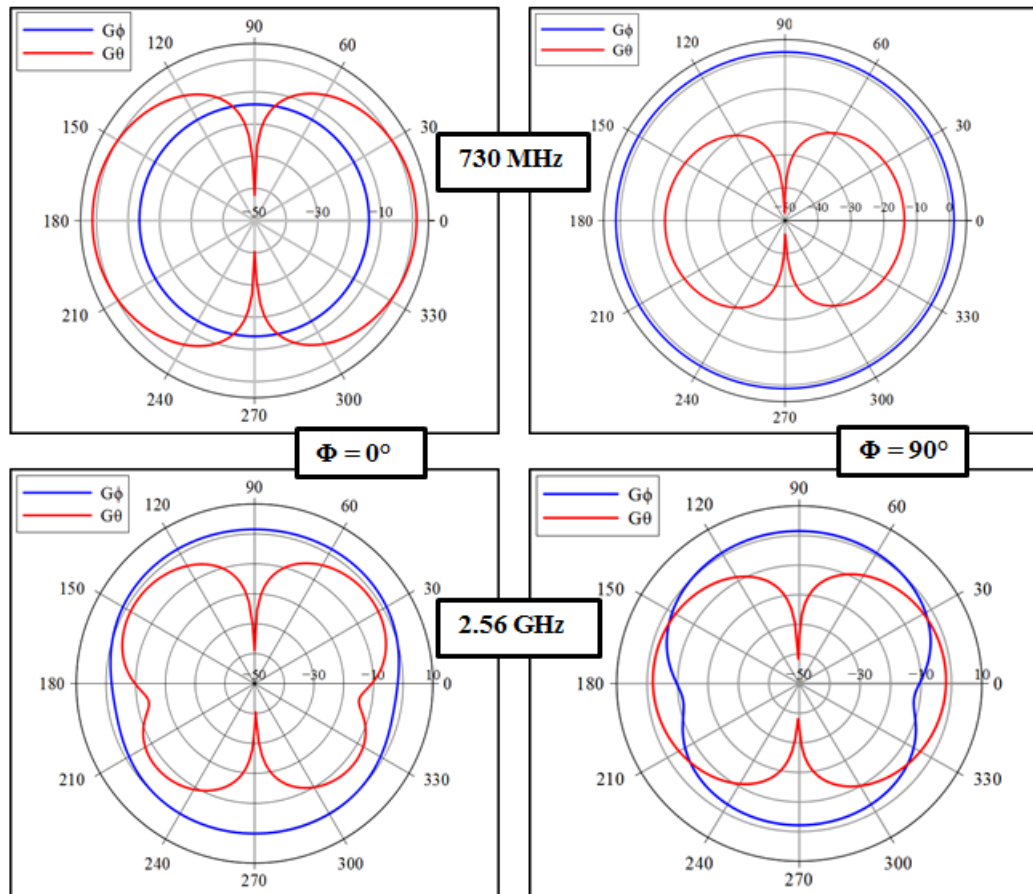


Figure 3.11 Diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne bi-bande optimisée

3.2.2 Système multi-antennes bi-bandes

Le système multi-antennaire est basé sur l'antenne bi-bande optimisée. L'antenne monopole bi-bande précédente est associée, de façon symétrique, avec une antenne identique sur le même bord supérieur du PCB. La structure du système multi-antennaire est représentée sur la figure 3.12. Les deux antennes sont séparées de 12 mm soit $0,03\lambda_0$ à 740 MHz et $0,1\lambda_0$ à 2,6 GHz.

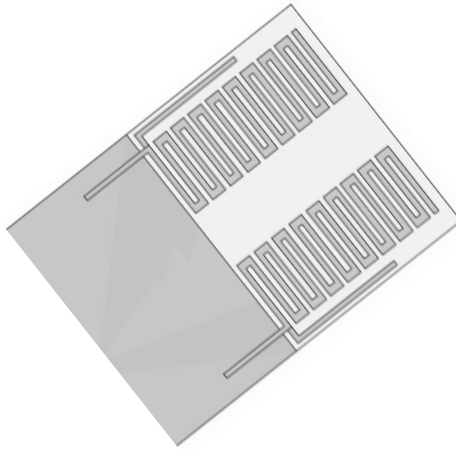


Figure 3.12 Vue du système multi-antennaire avec deux monopoles

En comparant les coefficients de réflexion simulés de l'antenne seule (Figure 3.9) et du système multi-antenne (Figure 3.13), on observe un décalage des fréquences de résonance des deux systèmes sans pour autant trop affecter la bande passante. L'ajout d'une deuxième antenne proche de la première modifie les fréquences de résonances [CHFC04] et une ré-optimisation est nécessaire pour continuer à couvrir les bandes souhaitées avec le même critère d'adaptation de -6 dB. La ligne d'alimentation de chaque antenne a été prolongée dans un but pratique.

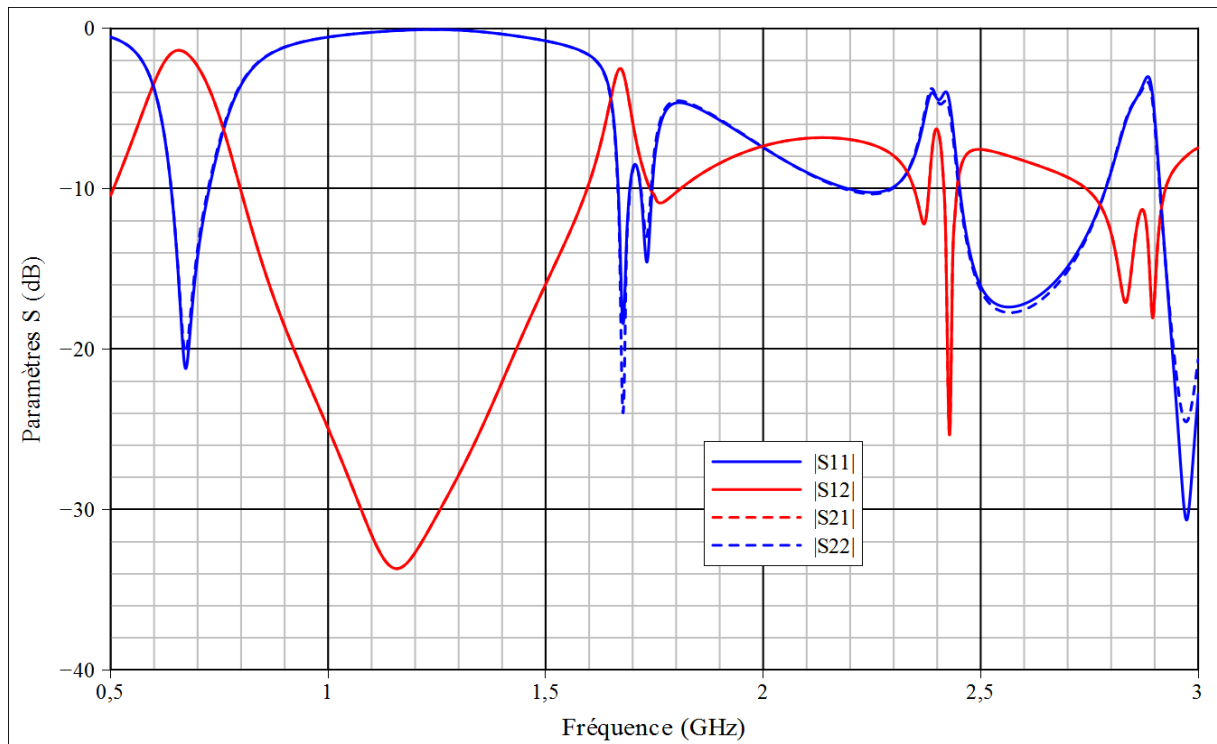


Figure 3.13 Paramètres S simulés du système multi-antennaire avec deux monopoles

L'observation de cette courbe montre une perte de puissance (très importante en basse fréquence) quand l'une des antennes est excitée et que l'autre antenne se comporte comme une charge. Ceci s'explique par la faible isolation entre les accès des deux antennes. En bande basse une isolation faible est obtenue entre les deux antennes : un minimum de 1,7 dB et un maximum de 6 dB dans la bande. L'isolation en bande haute semble plus raisonnable avec un minimum de 8,5 dB et un maximum de 11,5 dB.

L'efficacité totale simulée en bande basse et en bande haute de cette structure est présentée sur la figure 3.14. Si on la compare avec l'efficacité de l'antenne unique, on constate une dégradation. Donc, l'intégration d'une seconde antenne fait chuter l'efficacité totale du système. Ceci s'explique par les pertes d'isolation et aussi par les pertes de désadaptation. L'efficacité totale est définie par l'expression :

$$\begin{aligned}\eta_{tot1} &= \eta_{ray1} (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \\ \eta_{tot2} &= \eta_{ray2} (1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)\end{aligned}\quad (3.3)$$

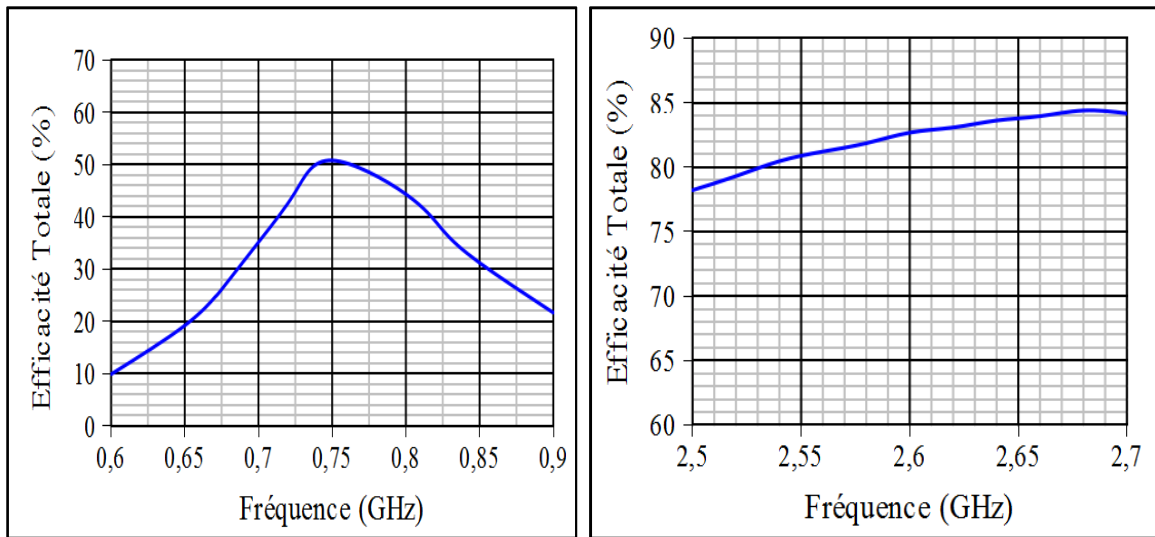


Figure 3.14 Efficacité totale simulée de la structure multi-antennaire bi-bande en bande basse et bande haute

Ainsi, il devient nécessaire d'améliorer l'isolation entre les antennes pour avoir un système avec de bonnes performances car la relation précédente (Eq. 3.3) montre l'effet néfaste d'un faible $|S_{21}|$ sur les efficacités totales des antennes. Ainsi, pour maximiser l'énergie rayonnée par une antenne, il faut s'assurer que l'énergie échangée entre antennes adjacentes qui définit l'isolation, n'est pas trop importante. Dans [BALA05], l'isolation est évaluée avec le paramètre $|S_{ij}|$, de la matrice des paramètres S_{ij} du système multi-antennaire. Plusieurs

solutions d'isolation d'antennes sont proposées pour la conception de systèmes multi-antennaires. La méthode utilisée pour isoler nos antennes est celle proposée par [DIAL07] dans sa thèse.

3.2.3 Isolation des éléments rayonnants par une ligne de neutralisation

3.2.3.1 Insertion de la ligne de neutralisation

La technique de neutralisation consiste initialement en l'insertion d'une simple ligne métallique suspendue entre deux antennes PIFA (Planar Inverted-F Antenna) d'un système multi-antennaire. L'idée de base de cette méthode a été de compenser le couplage électromagnétique complexe existant entre deux antennes proches par un effet de couplage opposé. Le couplage entre antennes PIFA étant principalement capacitif, la ligne permet d'apporter un effet inductif pour s'opposer à l'effet capacitif du couplage entre antennes [LUXE08]. Cette méthode a été appliquée pour améliorer l'isolation de plusieurs systèmes multi-antennaires : [RLSS07] pour des antennes patch, [LDLB10] avec des antennes imprimées, [PKYB09] pour des antennes méandres.

Ainsi cette technique est celle sélectionnée pour améliorer l'isolation des deux antennes de notre système multi-antennaire. L'insertion de la ligne est faite dans la zone où l'amplitude des courants est la plus forte ce qui correspond aux zones de faibles impédances. La structure du système avec la ligne est représentée sur la figure 3.15.

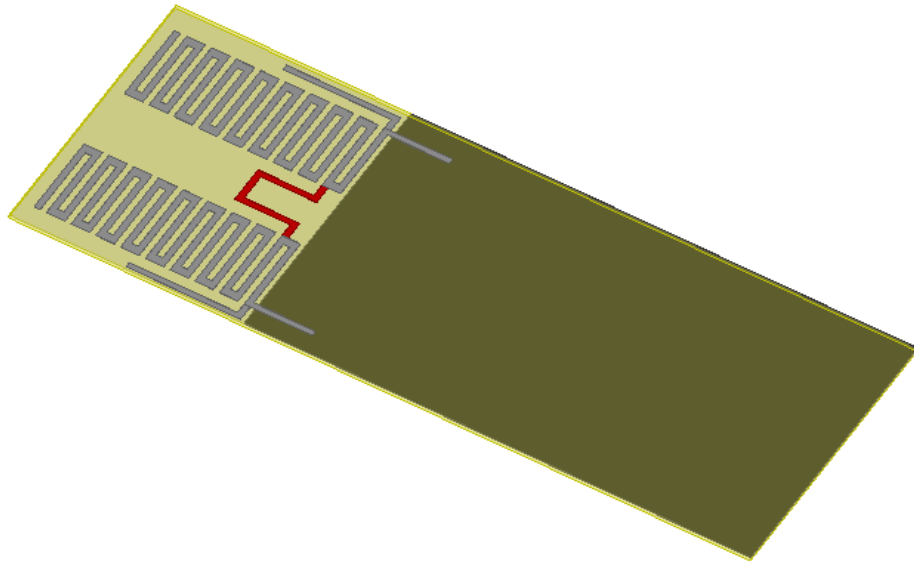


Figure 3.15 Vue 3D du système multi-antennaire avec la ligne de neutralisation

L'effet de la ligne de neutralisation peut être observé avec la visualisation des paramètres S du système. La figure 3.16 montre le paramètre $|S_{21}|$ simulé. On peut constater une amélioration de l'isolation dans la bande basse ce qui est un résultat intéressant mais par contre une diminution de l'isolation est observée en bande haute. L'insertion de la ligne de neutralisation provoque aussi un décalage des fréquences de résonances et une réduction de la bande passante.

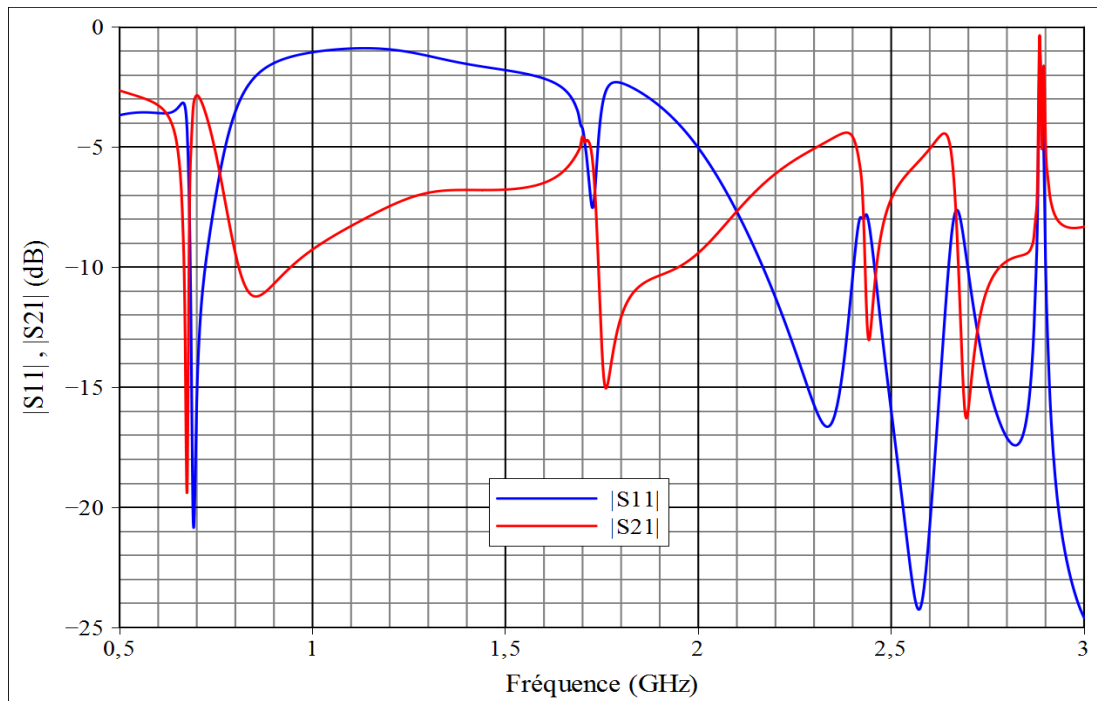


Figure 3.16 Paramètres S du système multi-antennaire avec ligne de neutralisation

L'insertion de la ligne a provoqué des pics de $|S_{21}|$ dans les bandes de travail. Ainsi une bonne optimisation sur les paramètres dimensionnels de la ligne permettra d'isoler au mieux les antennes.

3.2.3.2 Etude paramétrique sur la ligne de neutralisation

L'étude paramétrique présentée dans cette partie concerne, en premier lieu, la position de la ligne comme présenté sur la figure 3.17. Cette position sera variée de 0 mm à 10 mm par pas de 2mm.

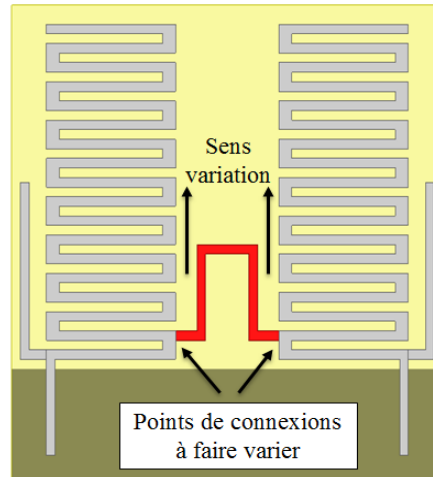


Figure 3.17 Vue zoomée de la structure multi-antennaire avec la ligne

L'étude est faite avec la largeur et longueur de la ligne constante. Les résultats de la simulation de l'étude paramétrique sont présentés sur la figure 3.18.

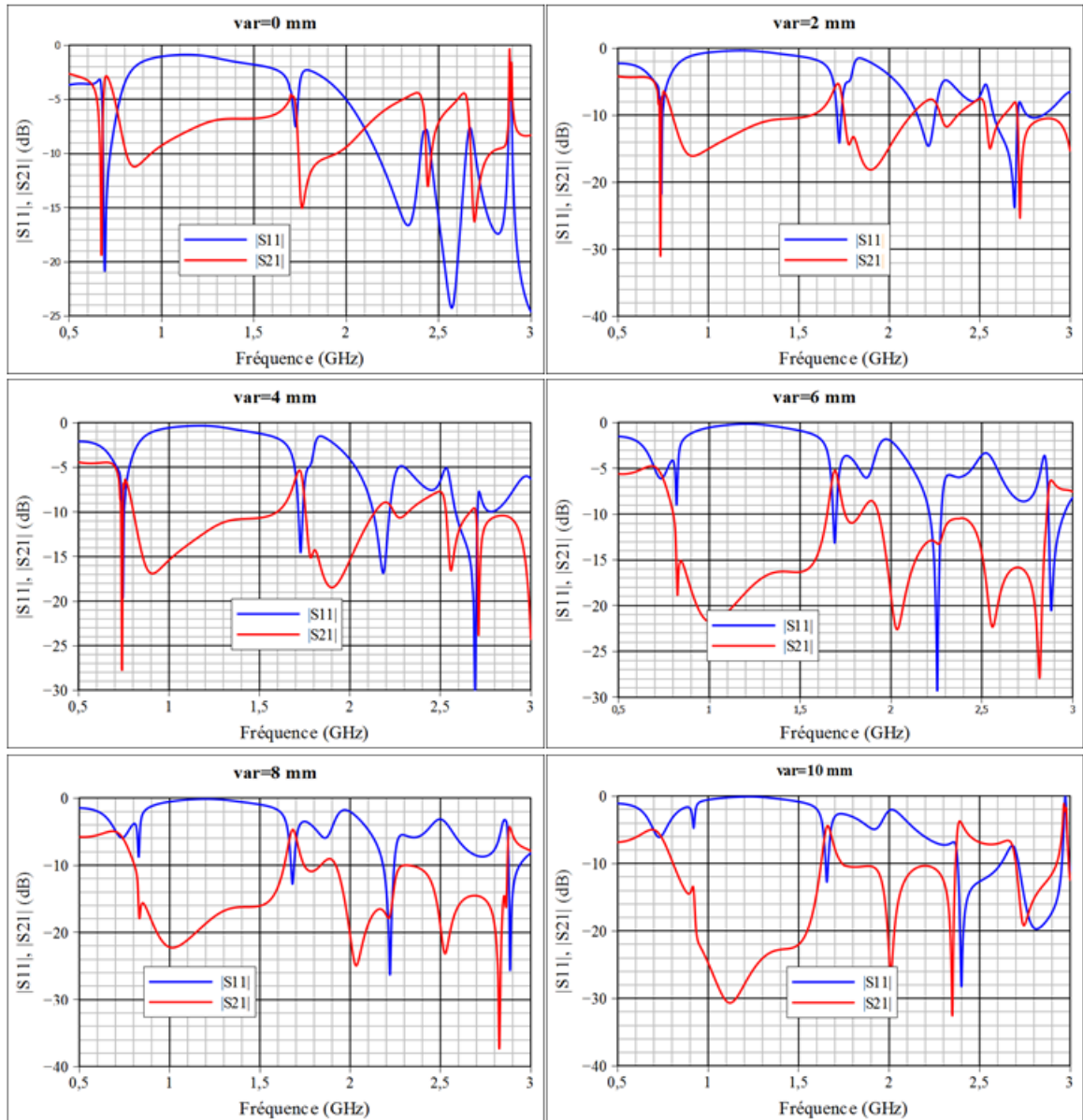


Figure 3.18 Variation de $|S_{11}|$ $|S_{21}|$ en fonction de la position de la ligne de neutralisation

L'étude paramétrique ci-dessous présente l'influence de la position de la ligne de neutralisation sur le paramètre d'isolation ($|S_{ij}|$) des antennes. Elle montre que le $|S_{21}|$ varie en fonction de la position de la ligne et un déplacement des pics observés sur la courbe par rapport à la fréquence. La valeur optimale est obtenue avec la position « var=6 mm » pour, à la fois, de bonnes performances en adaptation et en isolation.

A cette position optimale, une étude paramétrique est effectuée sur la longueur de la ligne et sur la largeur de la ligne. Aussi une ré-optimisation de l'antenne sera nécessaire pour couvrir les bandes voulues car l'insertion de la ligne provoque un décalage des fréquences de

résonnance. La figure 3.19 donne le résultat de l'étude paramétrique pour les valeurs $d = [1 \dots 10 \text{ mm}]$ (d est le pas de variation de la longueur et il varie de 1 à 10 par pas de 1 mm).

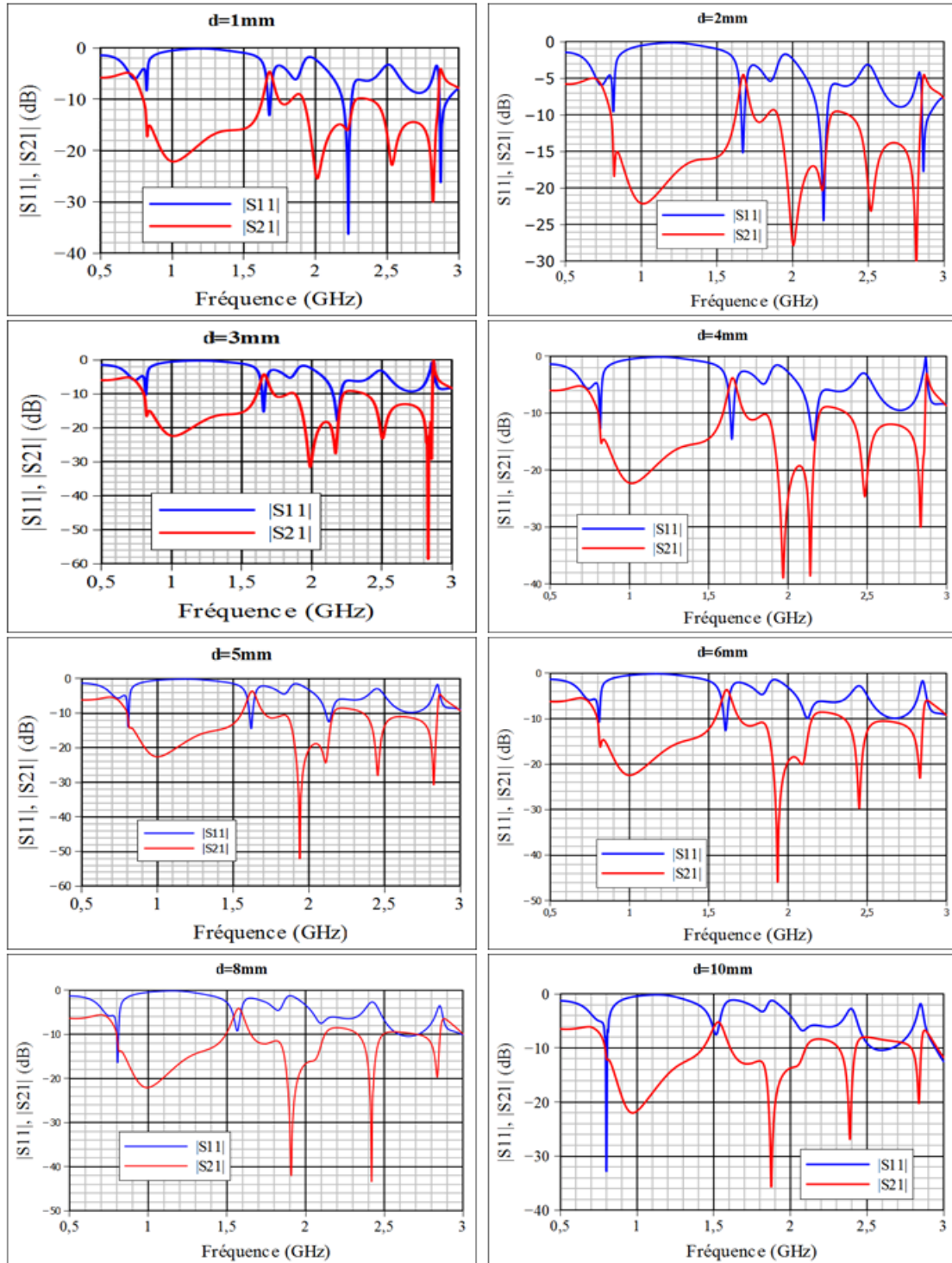


Figure 3.19 Variation de $|S_{21}|$ en fonction de la longueur de la ligne de neutralisation

La valeur optimale choisie est $d = 4 \text{ mm}$, pour des performances d'adaptation et d'isolation en bandes basse et haute. A cette longueur, les performances en termes d'isolation sont améliorées pour les deux bandes. Par contre, avec le critère d'adaptation à -6 dB , les bandes

ne sont plus couvertes. Une ré-optimisation de l'antenne et de la ligne est nécessaire pour couvrir les bandes voulues.

3.2.4 Caractérisation de la structure multi bande optimisée

La figure 3.20 donne une vue de la structure finale bi-bande optimisée et le prototype réalisé.

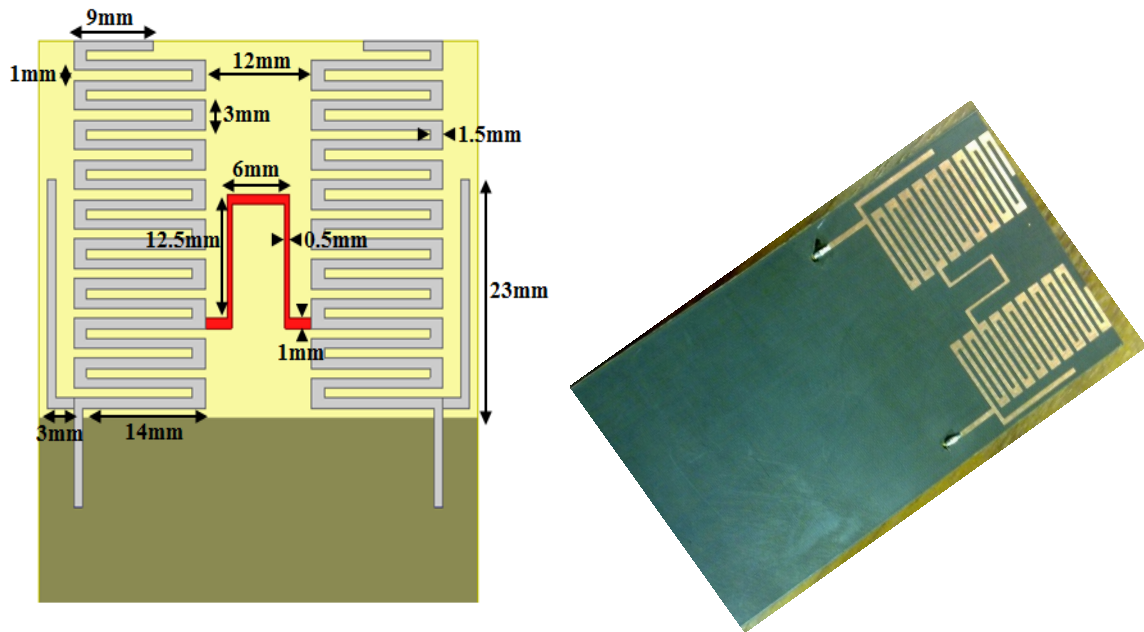


Figure 3.20 Structure multi-antenne optimisée avec les détails des dimensions et le prototype réalisé à partir des études amont en simulation

Les courbes comparatives des coefficients de réflexion simulés et mesurés et des coefficients de couplage sont représentées sur la figure 3.21. On peut observer un décalage entre les courbes de simulation et de mesure. Cela peut provenir des problèmes de réalisation. Cependant la similitude des résultats de mesure et de simulation est assez bonne et assez satisfaisante.

Avec le critère d'adaptation de -6 dB, nous obtenons une bande passante d'au moins 40 MHz en bande basse. En bande haute, le système a une bande permettant de couvrir 2,5 GHz – 2,7 GHz avec un coefficient de réflexion toujours inférieur à -10 dB. Le coefficient de couplage est acceptable dans les deux bandes. Ces caractéristiques de système multi-antennaire sont des valeurs performantes pour des antennes LTE bi-bande étroitement intégrées dans un petit objet communicant.

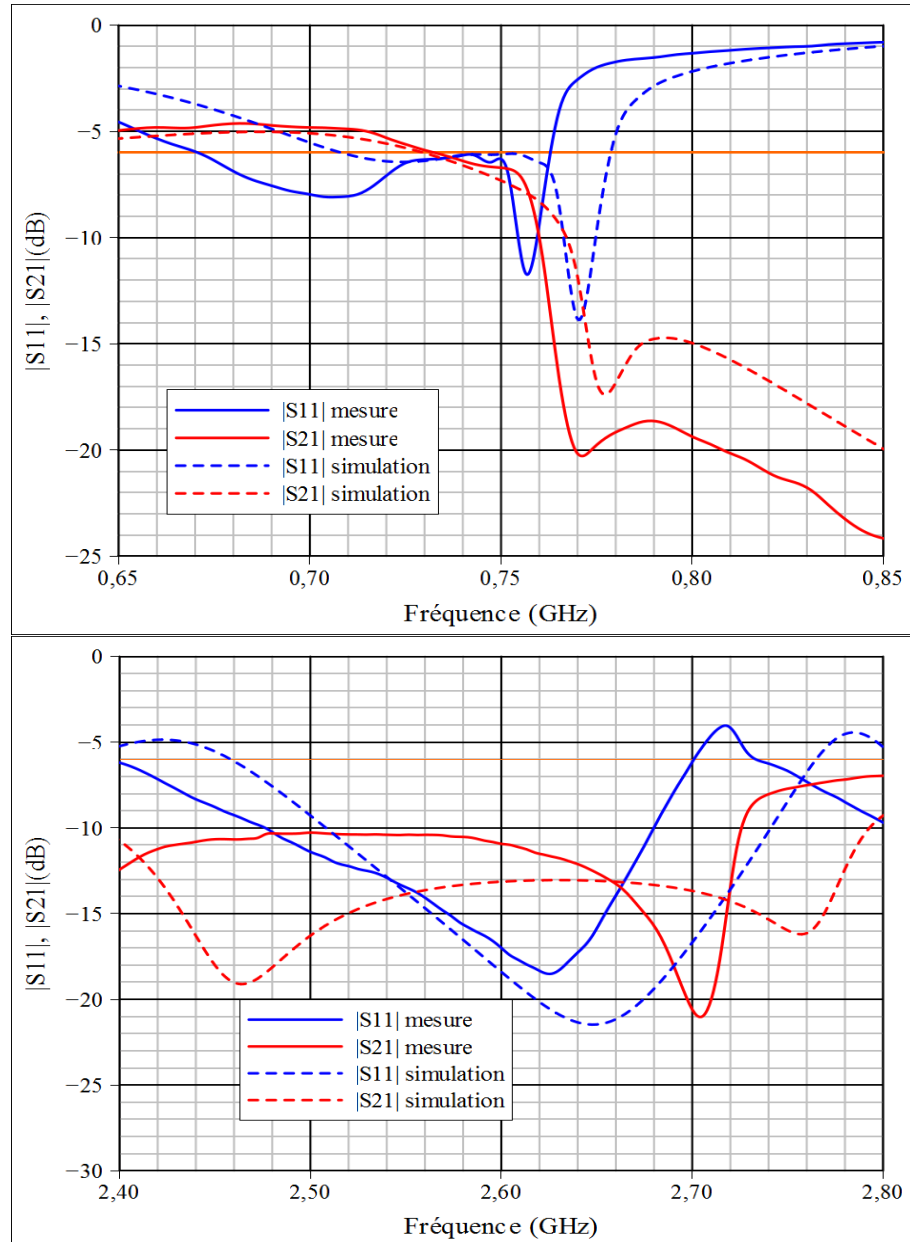


Figure 3.21 Comparaison des coefficients de réflexion et de couplage simulés et mesurés en fonction de la fréquence du système multi-antennaire

Les diagrammes de rayonnement simulés et les efficacités totales en bande basse de l'antenne sont présentés sur les figures 3.22 et 3.23.

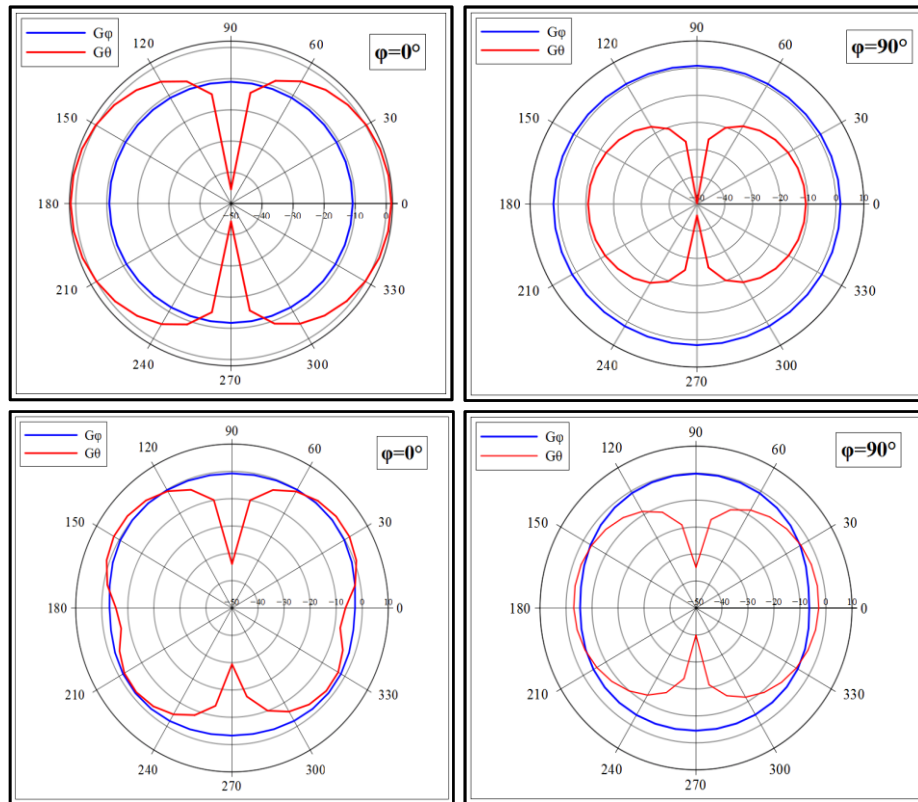


Figure 3.22 Diagrammes de rayonnement en gain du système multi-antennes optimisé

Les diagrammes de rayonnement du système multi-antennaire bi-bande ont été tracés aux fréquences de résonance dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$. Lors de la simulation, une antenne est alimentée et l'autre chargée par 50 Ohms.

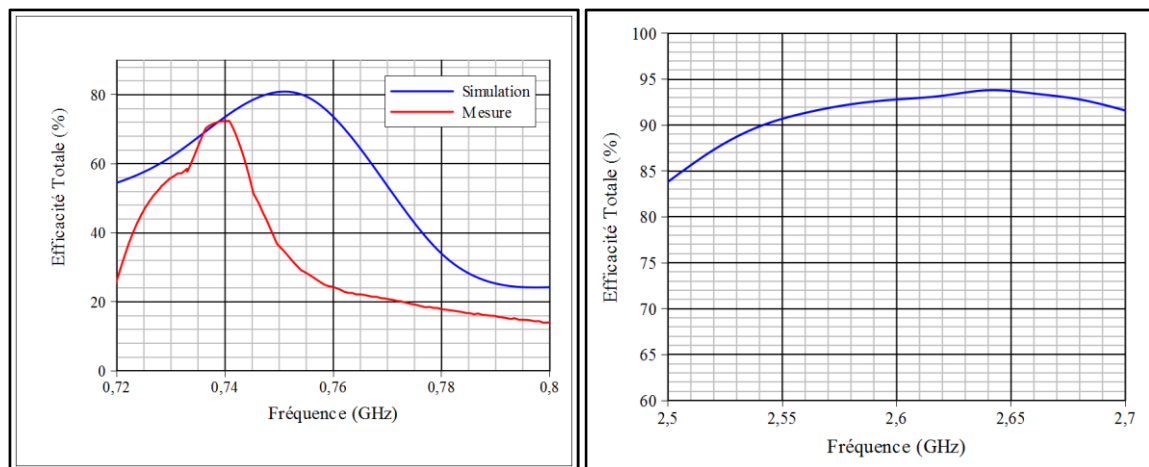


Figure 3.23 Efficacité totale simulée de la structure multi-antennaire

On peut noter une amélioration de l'efficacité des antennes par rapport au système sans ligne de neutralisation (Figure 3.14). En effet l'efficacité totale mesurée atteint un maximum de 73% dans la bande basse grâce à la réduction des pertes par couplage et désadaptation. Les

mesures en bande hautes ne sont pas faites mais la simulation de l'efficacité montre que celle-ci est supérieure à 90 % dans la bande.

3.3 STRUCTURE ALIMENTEE PAR UNITE OPTO-ELECTRONIQUE

Dans cette partie nous proposons un système multi-antenne pour un petit objet communicant dans le standard LTE (Long Term Evolution). La structure proposée est constituée de deux antennes monopoles méandres. Les simulations sont faites en prenant compte la carte électronique de l'objet communicant, son boîtier d'alimentation et sa protection plastique. Pour un fonctionnement optimum en diversité et/ou MIMO, l'isolation des antennes est améliorée avec la même méthode utilisée précédemment, la technique de neutralisation.

3.3.1 Description de la nouvelle structure

L'objectif est d'intégrer un système multi-antenne dans un petit objet communicant. Les antennes sont imprimées sur un substrat FR4 de permittivité relative $\epsilon_r=4,4$ et d'épaisseur 0,8mm.

Le cahier des charges est donné comme suit :

- Fréquences de travail 796 MHz et 2,3 GHz
- Bande passante : 10 MHz en basse fréquence et 100MHz en bande haute
- Dimensions PCB 100×40 mm²
- Dimensions boîtier d'alimentation 40×40×10 mm³
- Espace pour antenne sur substrat 40×40
- Dimensions boîtier protection plastique intérieur 100×40×10 mm³ avec substrat $\epsilon_r=3$
- Adaptation minimum – 6 dB sur la bande passante

Ce cahier des charges a été reçu dans le cadre d'une collaboration avec l'équipe du Professeur Gert Pedersen de l'Université d'Aalborg (Danemark) pour une campagne de mesure en environnement réel de systèmes multi-antennaire en bande LTE. Les résultats de cette campagne de mesure seront présentés dans le chapitre suivant.

La conception de l'antenne a été faite en suivant la même procédure que celle utilisée précédemment. L'antenne en tant qu'élément unitaire est conçue pour avoir une longueur électrique approximative de $\lambda/4$ à 796 MHz et une bande passante de 10 MHz au moins.

Compte tenu de la faible longueur électrique du plan de masse à 700 MHz et du fait que les antennes devraient être alimentées par une structure de guidage symétrique, nous avons décidé de supprimer tout câble coaxial métallique pouvant potentiellement perturber les

courants sur le PCB et les antennes. En effet les câbles perturbent les mesures quand l'antenne est électriquement petite. Ainsi, un dispositif optique est utilisé pour l'alimentation des antennes. L'utilisation de la fibre optique élimine évidemment l'effet de câble. L'unité est en réalité un lien analogique RF sur fibre [KPOE01]. Ainsi, les signaux RF sont amenés aux antennes par un dispositif à fibre optique, ou la lumière est modulée en amplitude par ces signaux RF à l'aide d'une diode laser. Une photodiode (une pour chaque antenne) se charge de démoduler le signal et extraire la RF utile pour les antennes. Ainsi, il n'existe physiquement que de la fibre optique positionnée au niveau du PCB et donc du matériau plastique. Ainsi décrit, le dispositif ne peut être utilisé qu'en émission c'est-à-dire pour les diagrammes de rayonnement. Pour la réception, le dispositif est beaucoup plus exigeant. Il faut concevoir un petit circuit électronique spécifique avec un contrôle automatique de gain positionné au plus près de l'antenne. La photodiode et la fibre optique sont ensuite positionnées après ce petit circuit et elles permettent de convoyer le signal optique modulé par de la RF au dispositif d'acquisition de données. Enfin, il faut préciser que pour une utilisation spécifique MIMO en réception et des mesures de signaux s'étant propagés dans un environnement réel, deux possibilités se présentent: l'utilisation d'un dispositif optique pour chaque antenne ou l'utilisation d'un seul dispositif optique avec un système de commutation dédié pour gérer les deux antennes. Il est à noter que l'antenne non mesurée, doit-être chargée par 50 Ohm. L'utilisation d'un système de commutation est particulièrement importante car elle permet d'améliorer le rapport signal sur bruit des signaux reçus. C'est ce deuxième choix qui a été effectué. Ce système optique ainsi décrit a été conçu par notre partenaire sur ce projet, à savoir l'Université d'Aalborg et le groupe du Professeur Gert Pedersen. C'est plus particulièrement Boyan Yanakiev qui est chargé de la campagne de mesure de nos antennes LTE en environnement réel dans les rues d'Aalborg à l'aide d'un sondeur de canal. Le principe de cette unité optique en émission comme en réception est représenté sur la figure 3.24.

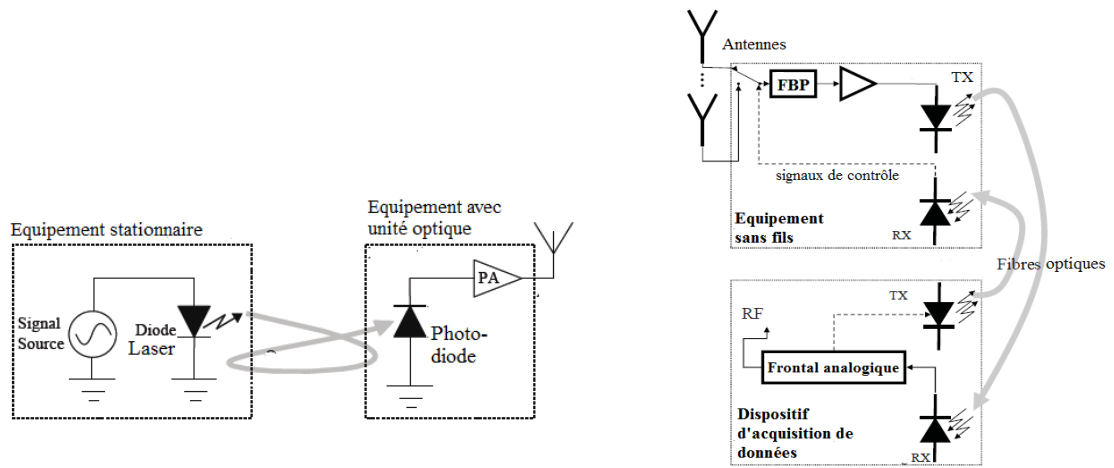


Figure 3.24 Principe de fonctionnement de l'unité optique en émission comme en réception

La structure du système proposée est représentée sur la figure 3.25. La structure est constituée de deux antennes monopoles méandres.

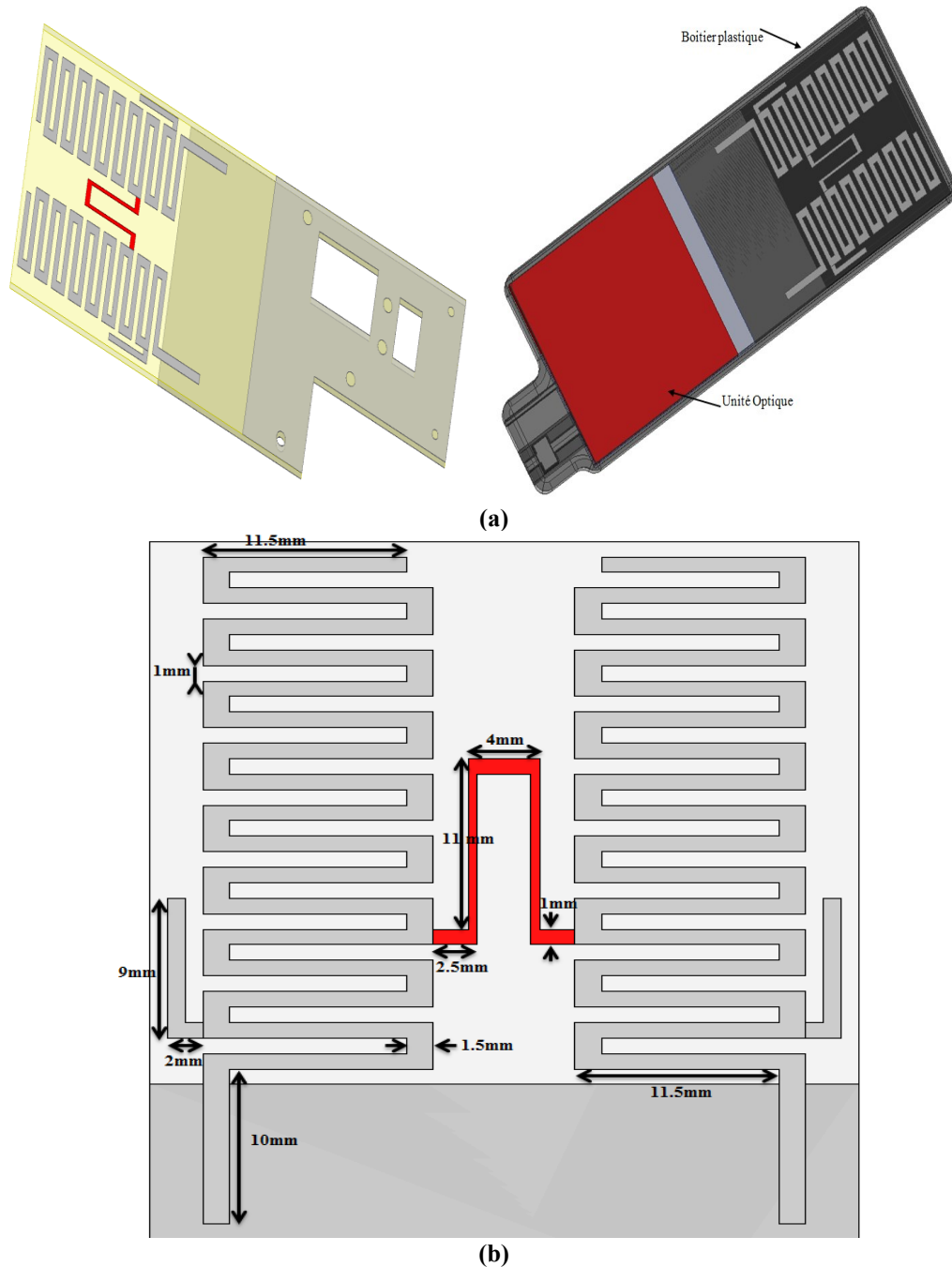


Figure 3.25 (a) Vue 3D du système multi-antennaire optimisé, (b) Vue de dessus de la partie antennaire.

La conception s'est déroulée en différentes étapes, tout d'abord en optimisant un monopole seul pour résonner à la fréquence voulue puis en ajoutant un élément parasite au monopole initial pour créer une résonance supplémentaire dans la bande LTE 2,25 GHz – 2,35 GHz. Pour le monopole seul, le mode fondamental permet de couvrir les 10 MHz de bande voulus mais les modes supérieurs ne permettent pas de couvrir la bande haute 2,25 GHz – 2,35 GHz. Ainsi pour couvrir cette bande, l'élément parasite, dont la longueur électrique est égale au quart de la longueur d'onde à la fréquence centrale 2,3 GHz a été ajouté dans une zone où le

monopole présente une faible impédance. Puis, nous avons intégré une autre antenne, identique à la première, de façon symétrique par rapport à l'axe central du plan de masse, les deux antennes étant séparées par une distance égale à $0,021 \lambda_0$. Une ligne de neutralisation est insérée entre les antennes pour augmenter leur isolation. La ligne a été positionnée dans une région de l'antenne où l'impédance est faible. Une étude paramétrique a été effectuée sur sa position, sa longueur et sa largeur pour obtenir la meilleure isolation possible.

La simulation a été faite prenant en compte le boîtier plastique et l'unité optique d'alimentation. Cette dernière est modélisée comme un conducteur parfait. Elle occupe un espace de taille $40 \times 40 \times 10 \text{ mm}^3$. Le plan de masse a pour dimension $40 \times 100 \text{ mm}^2$ et les antennes occupent une surface de $40 \times 35 \text{ mm}^2$. Le boîtier de l'objet communicant a été modélisé par un matériau de permittivité relative $\epsilon_r=3$.

Les résultats simulés et mesurés du système sont présentés dans la partie suivante.

3.3.2 Caractérisation du système multi antenne

Dans cette partie nous présentons les résultats de mesure et de simulation de l'antenne. Grâce aux études paramétriques effectuées sur la structure multi-antennaire, un prototype a été optimisé et fabriqué (figure 3.26). La figure 3.27 représente les paramètres $|S_{ij}|$ simulés et mesurés de la structure multi-antennaire.

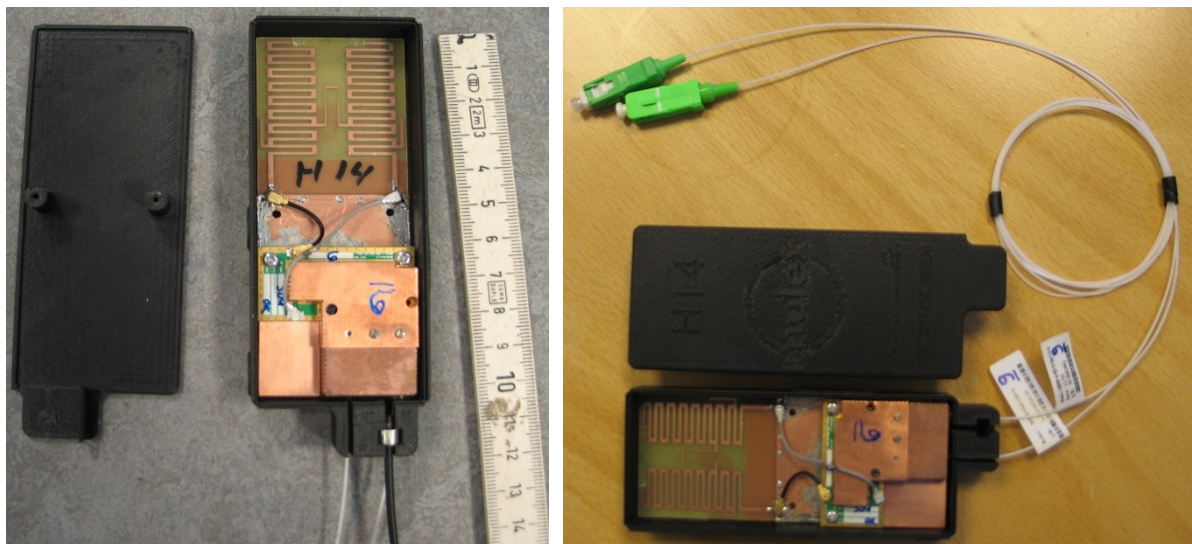


Figure 3.26 Prototype monté dans le boîtier avec unité d'alimentation optique

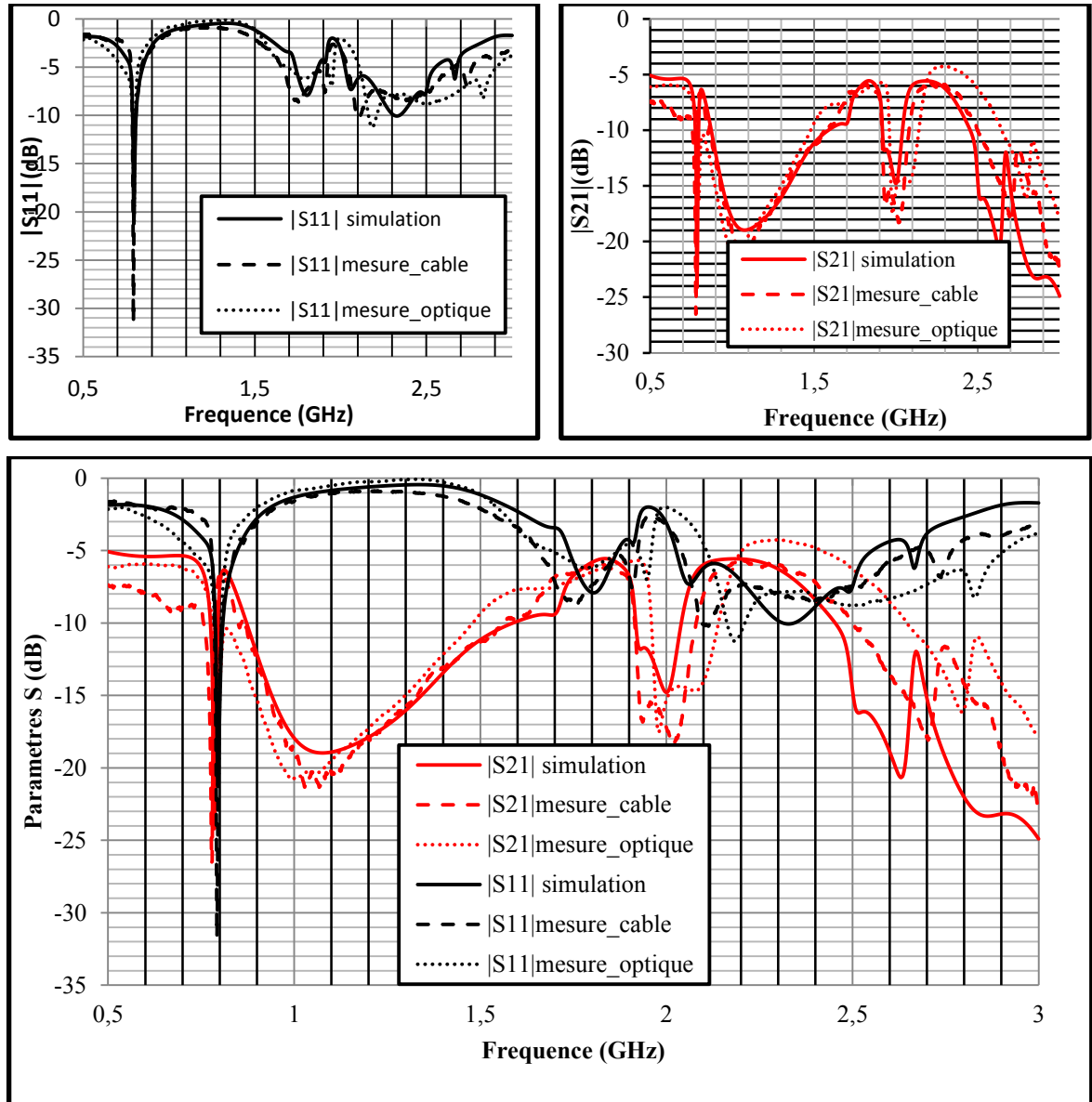


Figure 3.27 Paramètres S_{ij} simulés et mesurés avec le câble et avec un dispositif optique

La figure montre une bonne concordance entre simulations et mesures au niveau du coefficient de réflexion et du coefficient de couplage. Avec le critère d'adaptation de -6 dB la bande passante de 10MHz est obtenue au tour de 796 MHz et de 100 MHz autour de 2,3 GHz. On peut remarquer que les deux antennes sont bien isolées en basse fréquence mais en bande haute cette isolation varie entre -6 et -8 dB.

Les diagrammes de rayonnement en gain simulés et mesurés du système multi-antennaire sont représentés sur la figure 3.28 pour les deux plans orthogonaux $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 90^\circ$. Ces digrammes sont obtenus aux fréquences centrales des deux bandes de travail de notre système

multi-antennaires (796 MHz et 2,3 GHz). Ces diagrammes montrent une sensibilité de notre système aussi bien à la polarisation verticale qu'à la polarisation horizontale.

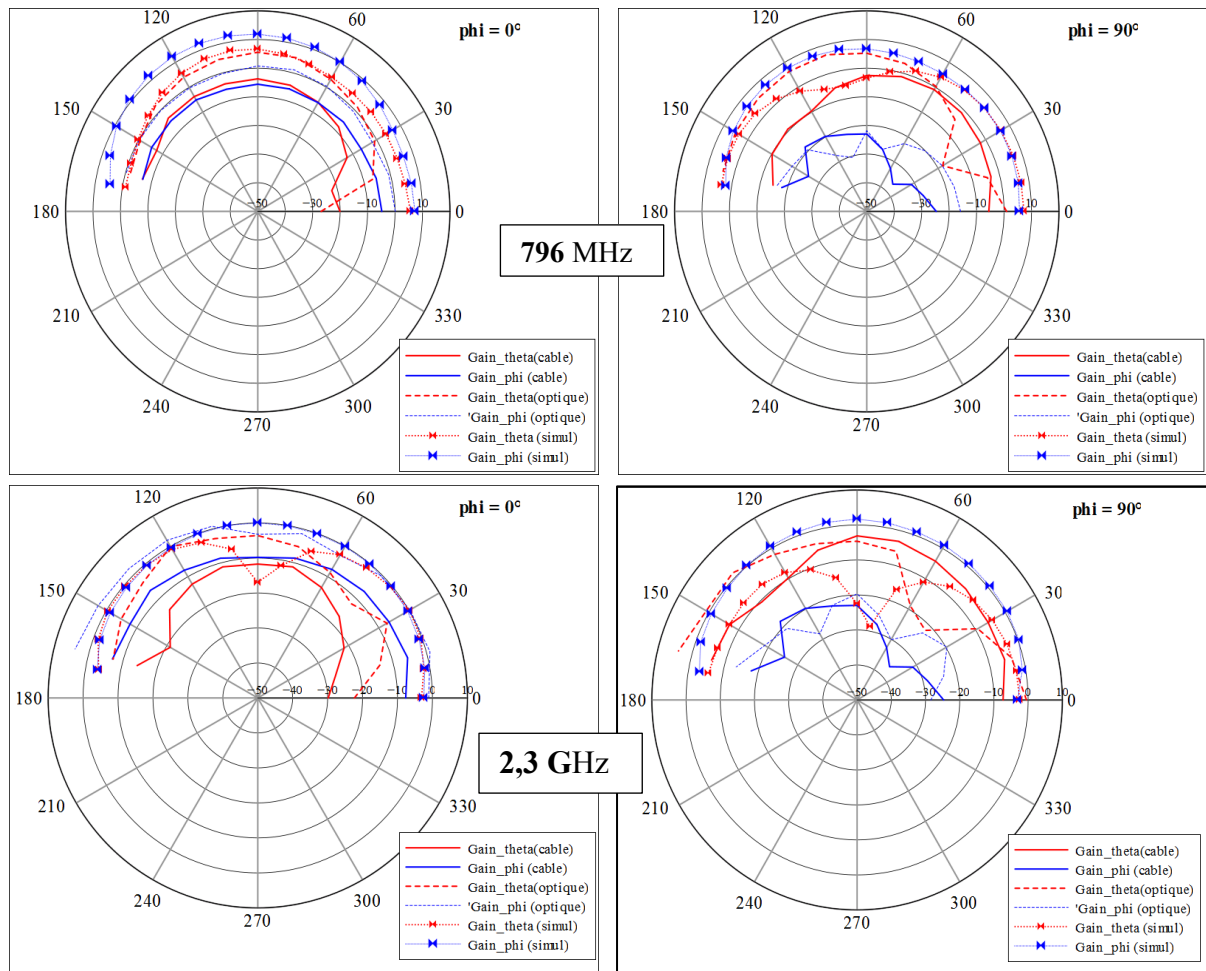


Figure 3.28 Diagrammes de rayonnement (simulation et mesure) de l'antenne de droite du système multi-antennaire

Cette structure a été ré-optimisée pour fonctionner à 800 MHz et 2 GHz. Lors de la ré-optimisation l'unité d'alimentation et le boîtier ne sont pas pris en compte. Seule la forme du PCB est gardée. Cette ré-optimisation a été motivée par les besoins des mesures en environnement réel dans le cadre de la collaboration avec le CREMANT. Un prototype a été fabriqué et mesuré avec le SATIMO. Le tableau 3.1 et la figure 3.29 présentent les efficacités et les diagrammes de rayonnement des antennes aux fréquences de travail (800 MHz et 2 GHz).

	Structure Sans ligne		Structure Avec ligne	
	port1	port 2	port1	port 2
800 MHz	13,4	16,7	41,2	44,7
2 GHz	24,3	18,7	53,3	59,8

Tableau 3.1 Efficacité Totale (en %) aux fréquences de travail

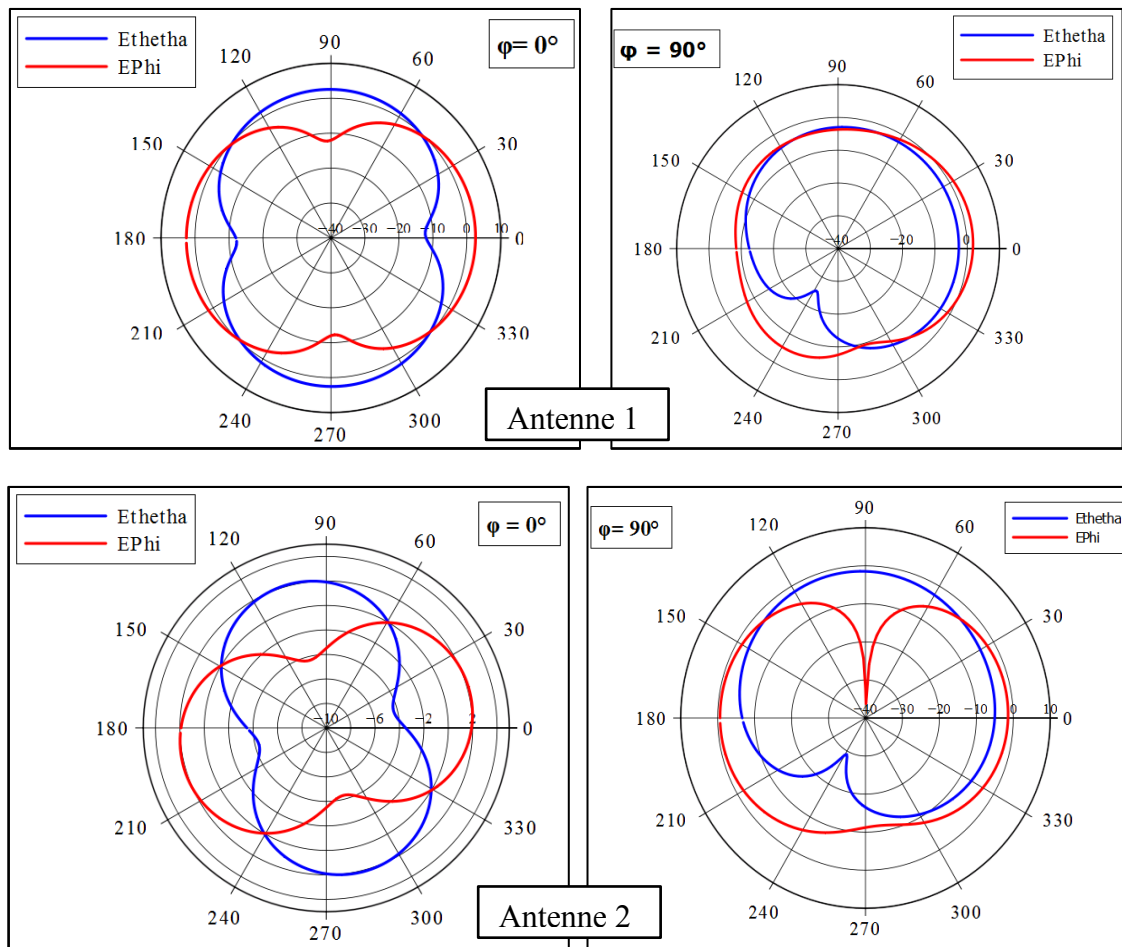


Figure 3.29 Diagrammes de rayonnement des antennes de la structure à la fréquence 800 MHz

Dans le cadre du projet avec Orange Labs La Turbie, deux prototypes ont été fabriqués : un avec la ligne de neutralisation et l'autre sans ligne de neutralisation. Ceci pour étudier l'amélioration de la ligne sur la capacité du canal de transmission (voir Chapitre 4). La figure 3.30 montre la photo du prototype avec la ligne. L'insertion de la ligne de neutralisation a permis une amélioration relative de plus de 50 % de l'efficacité totale.

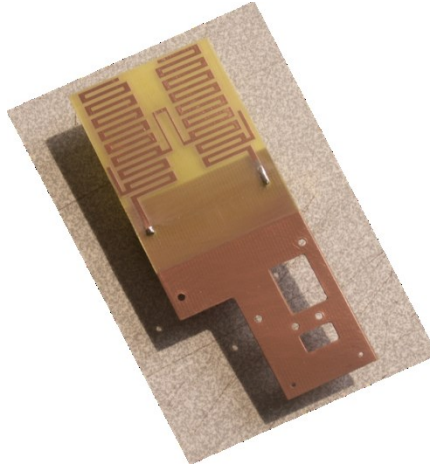


Figure 3.30 Prototype avec ligne de neutralisation

Dans cette deuxième partie du chapitre, un système multi-antennaire pour petit objet communicant opérant en LTE a été développé. Il est basé sur des monopoles à méandres et l'utilisation de la ligne de neutralisation pour isoler les deux antennes du système. Dans la partie suivante, nous allons présenter une autre structure multi-antennaire compacte pour application en bandes LTE 700 et LTE 2500.

3.4 STRUCTURE MULTI-ANTENNAIRES BI-BANDE COMPACTE POUR APPLICATION EN LTE

Dans cette partie, nous présentons un nouveau système MIMO compact multi-bande pour les terminaux mobiles de nouvelle génération. Cette structure MIMO permet de couvrir les bandes 7 et 13 du standard LTE. Elle consiste en deux antennes IFAs 3D repliées sur la partie non métallisée du PCB, occupant un petit volume. Quand les deux antennes sont placées sur le même côté supérieur du PCB, une ligne de neutralisation suspendue est utilisée pour améliorer l'isolation. La caractéristique multi-bande est obtenue en ajoutant un élément parasite dans le but de créer une nouvelle résonance dans la bande de fréquence haute.

3.4.1 Conception de la structure de référence

La géométrie de l'antenne mono-bande optimisée est présentée sur la figure 3.31. L'antenne est placée sur le coin supérieur d'un substrat FR4 avec les dimensions $100 \times 40 \text{ mm}^2$ qui modélise le plan de masse d'un terminal mobile. L'épaisseur du substrat est de 0,8 mm et sa permittivité relative est de 4,4. L'antenne IFA est conçue pour avoir approximativement une longueur physique égale au quart de la longueur d'onde à la fréquence centrale de la bande de

fréquence LTE13 (760 MHz). L'approche repliement est utilisée pour miniaturiser la taille de l'antenne et diminuer le volume occupé.

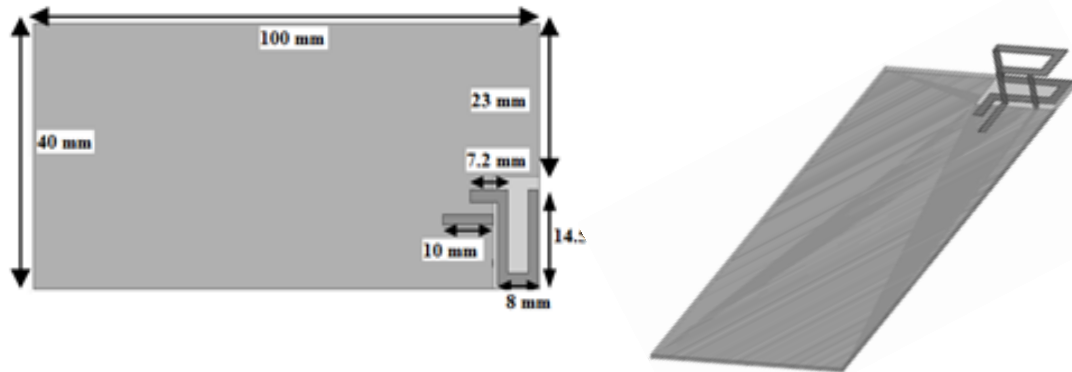


Figure 3.31 Vues de dessus et 3D de l'antenne mono-bande optimisée

Le coefficient de réflexion simulé de l'antenne mono-bande est tracé sur la figure 3.32. La bande LTE13 est bien couverte avec le critère d'adaptation de -6 dB mais ce n'est pas le cas pour la bande haute LTE7.

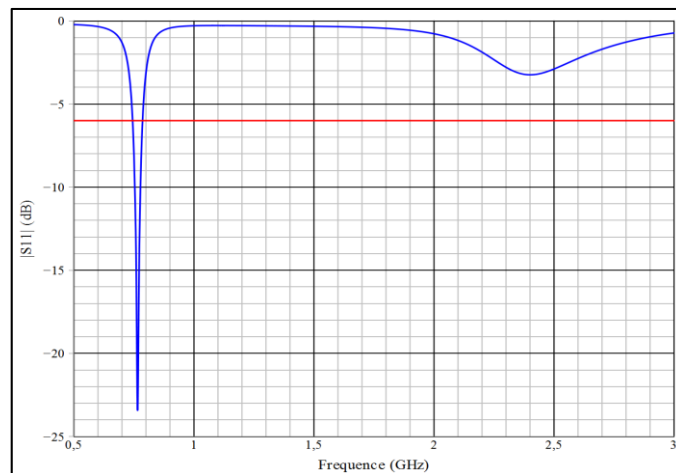


Figure 3.32 Coefficient de réflexion simulé de l'antenne mono-bande optimisée

Pour obtenir une résonnance adaptée en bande de fréquence haute, il faut une modification de la topologie de l'antenne [DDL10]. Un élément parasite peut être ajouté pour introduire une résonance additionnelle. Pour couvrir la bande LTE7 (2,5 GHz – 2,7 GHz), un élément parasite est ajouté dans la zone des impédances faibles de l'IFA pour créer une nouvelle résonance près de la seconde résonance existante de l'IFA. L'élément parasite a une longueur physique d'un quart de longueur d'onde à 2,6 GHz. La géométrie et le prototype fabriqués

sont représentés dans la figure 3.33. La taille globale de l'élément rayonnant, après optimisation est $15 \times 15,2 \times 7,2 \text{ mm}^3$.

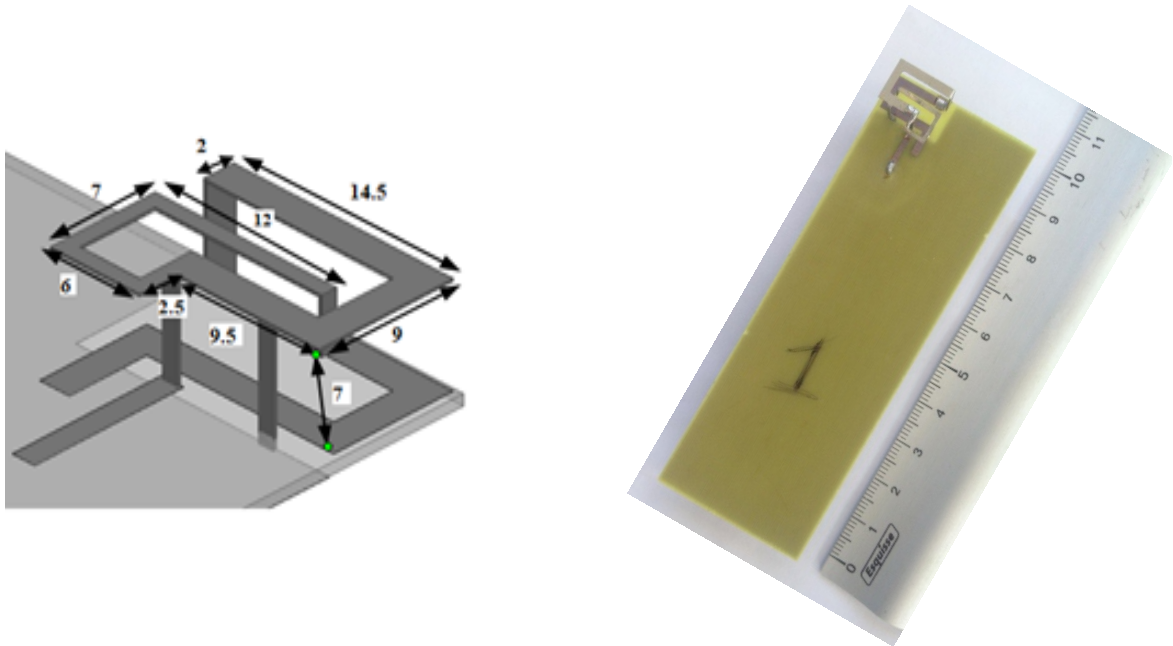


Figure 3.33 Géométrie et prototype fabriqué de l'antenne bi-bande optimisée

Les coefficients de réflexion simulé et mesuré de cette antenne bi-bande optimisée sont présentés sur la figure 3.34. Il existe une bonne concordance entre résultats de simulation et de mesure. On peut observer que les bandes souhaitées sont couvertes avec un critère d'adaptation de -6 dB. Cette antenne a une bande passante de 37 MHz dans la bande de fréquence basse couvrant la bande [748 MHz – 785 MHz] et une bande passante de 230 MHz largement suffisante pour la bande haute.

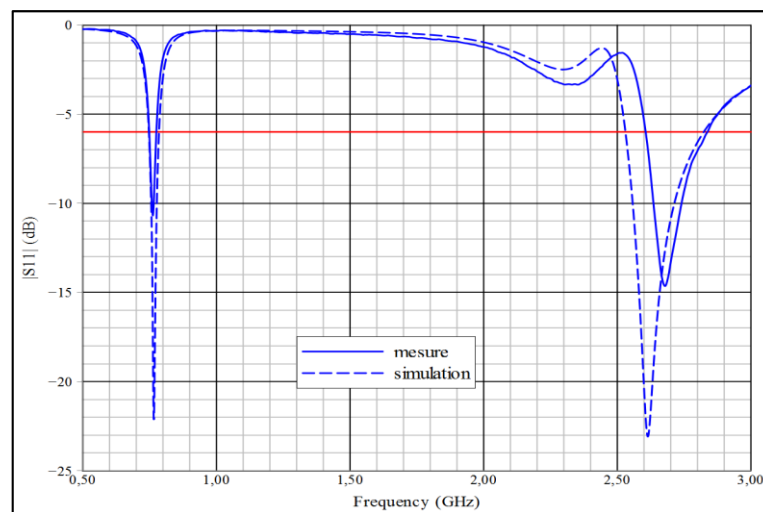


Figure 3.34 Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne bi-bande optimisée

Les efficacités totales simulée et mesurée ainsi que les diagrammes de gain mesuré et simulé sont représentés sur les figures 3.35 et 3.36. On peut constater que l'efficacité totale est faible dans la bande de fréquence basse (environ 15 % en mesure). Ceci s'explique par la taille électriquement petite de l'antenne IFA à ces fréquences. Par contre l'efficacité totale est supérieure à 40% dans la bande haute. Les diagrammes de rayonnement en gain simulés et mesurés sont représentés pour les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ aux fréquences centrales 760 MHz et 2,6 GHz des deux bandes LTE. L'observation de ces diagrammes de rayonnement révèle une sensibilité de l'antenne aussi bien pour la polarisation verticale que pour la polarisation horizontale. L'utilisation d'un résonateur quart d'onde et le fait qu'à ces fréquences le PCB rayonne aussi peut expliquer cette double sensibilité [DIAL07]. Ceci est un avantage considérable du fait que l'antenne est dédiée à une utilisation en environnement mobile où l'orientation du terminal et de son antenne n'est pas fixée et où il y a une coexistence en environnement urbain de signaux à polarisation horizontale et à polarisation verticale.

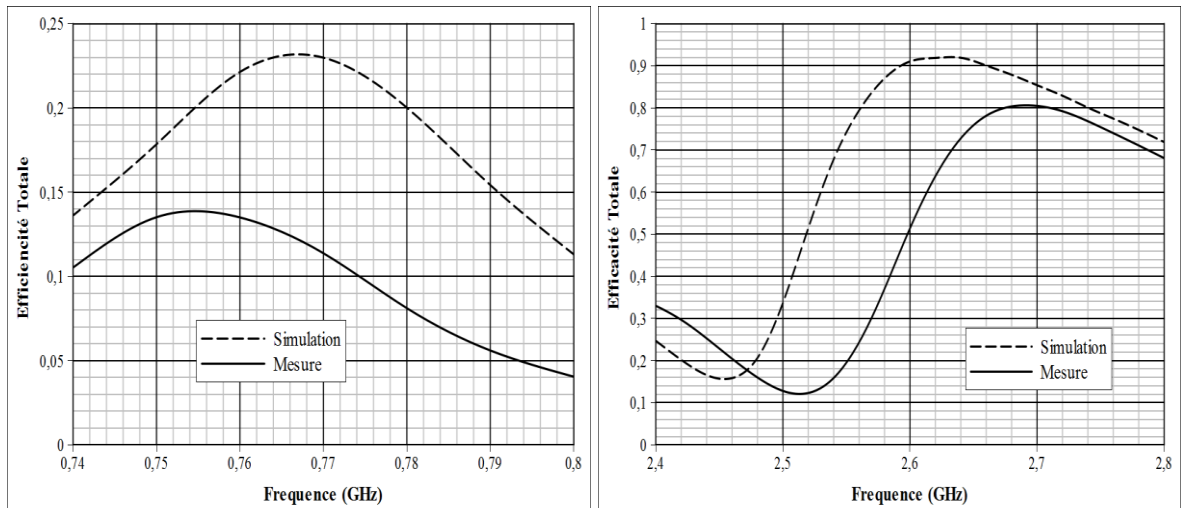


Figure 3.35 Efficacité totale simulée et mesurée en bande basse et bande haute

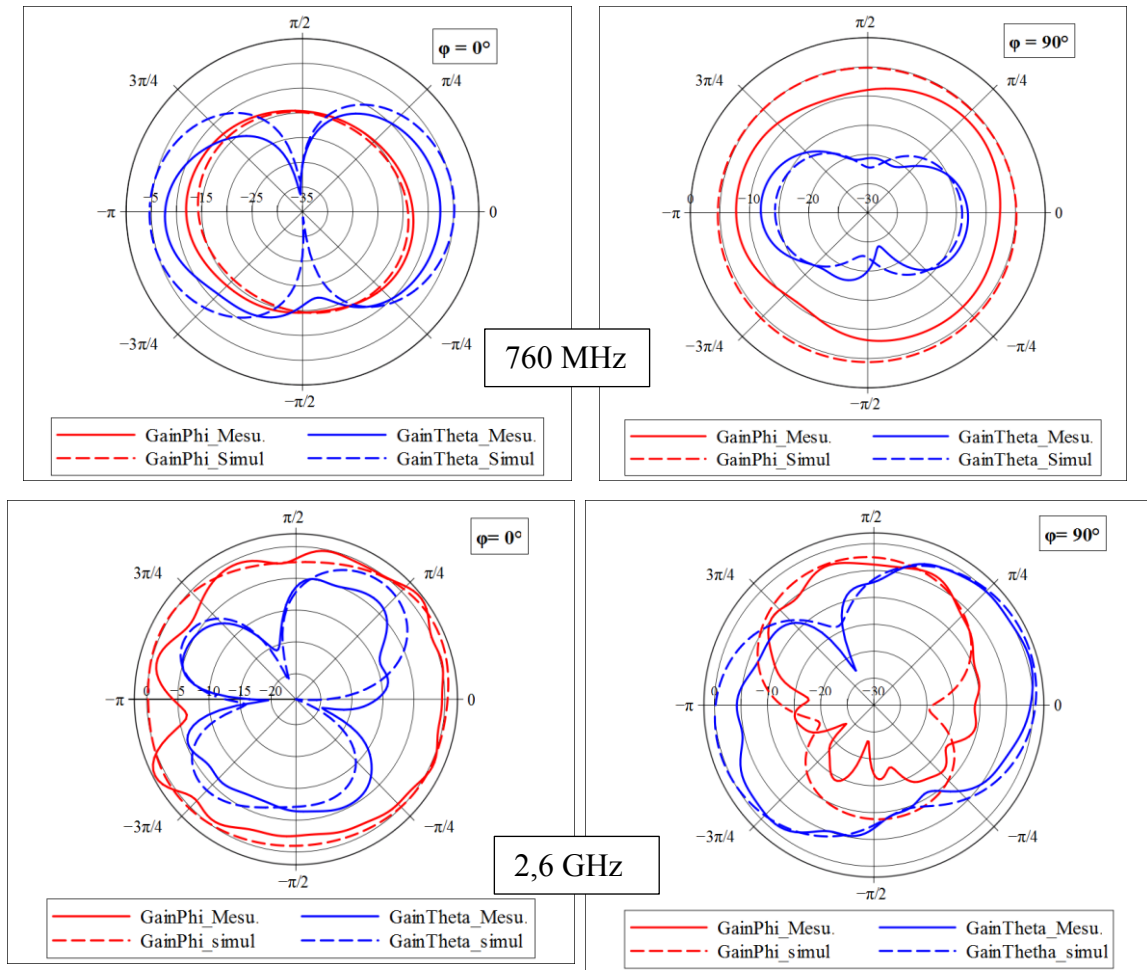


Figure 3.36 Diagrammes de rayonnement en gain simulé et mesuré en basse et haute fréquence

Dans l'optique de réaliser un système multi-antennaire performant, le tracé des courants de surface (Figure 3.37) nous permet de voir où nous pouvons placer la deuxième antenne identique à la première sans perturber le rayonnement de la première et ainsi obtenir une bonne isolation entre les deux ports d'alimentation dans les deux bandes de fréquences.

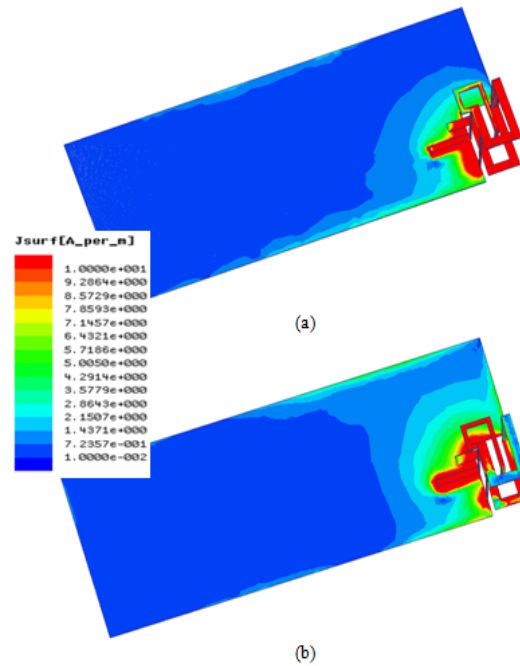


Figure 3.37 Distribution des courants de surface de l'antenne bi-bande optimisée : (a) à 760 MHz
(b) à 2,6 GHz

3.4.2 Systèmes multi antenne bi-bande

L'étape qui suit consiste à concevoir un système multi-antennaire bi-bande occupant le moins de volume possible dans l'objet communicant. Le système multi-antennaire pour diversité est obtenu par insertion d'une deuxième antenne identique à la première. Ainsi pour obtenir un système efficace, la configuration idéale est étudiée avant l'optimisation des configurations obtenues.

3.4.2.1 Etude et choix de configuration idéale

Pour obtenir un système multi-antennaire efficace avec une forte isolation entre les ports d'alimentation, différentes orientation et positions de la seconde antenne ont été testées. Ces différentes orientations et positions sont représentées sur la figure 3.38.

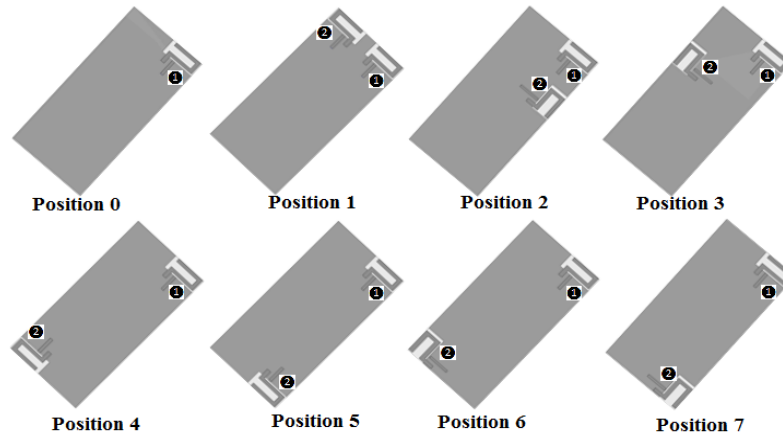


Figure 3.38 Configurations d'antennes testées

La figure 3.39 représente les minima du coefficient de couplage en bandes basse et haute pour chaque position de la figure 3.38. Ces résultats montrent que la position 2 donne simultanément des résultats meilleurs en termes d'isolation dans les deux bandes désirées.

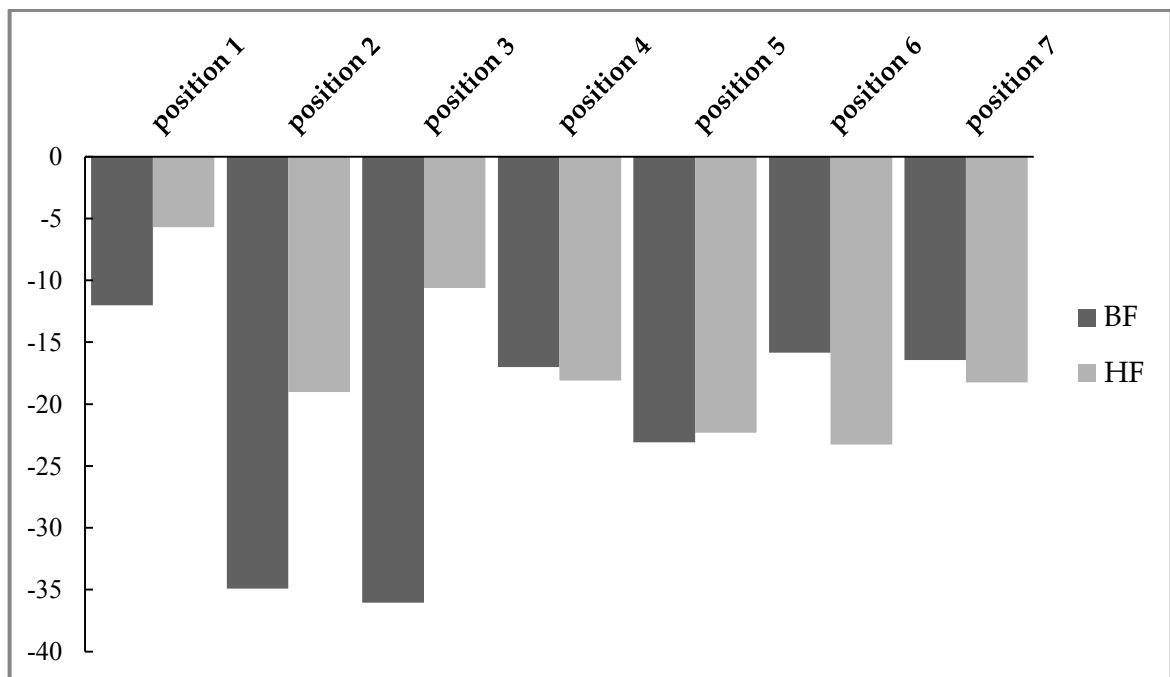


Figure 3.39 Minimum du coefficient $|S_{21}|$ (en dB) dans les deux bandes pour les différentes configurations testées

3.4.2.2 Système à configuration orthogonale

Cette configuration correspond à la position 2 de la figure 3.38. En observant la figure 3.39, l'isolation est supérieure à 35 dB dans la bande LTE basse et 18 dB dans la bande LTE haute. Une légère ré-optimisation est faite et un prototype a été fabriqué. Ce prototype est représenté sur la figure 3.40.

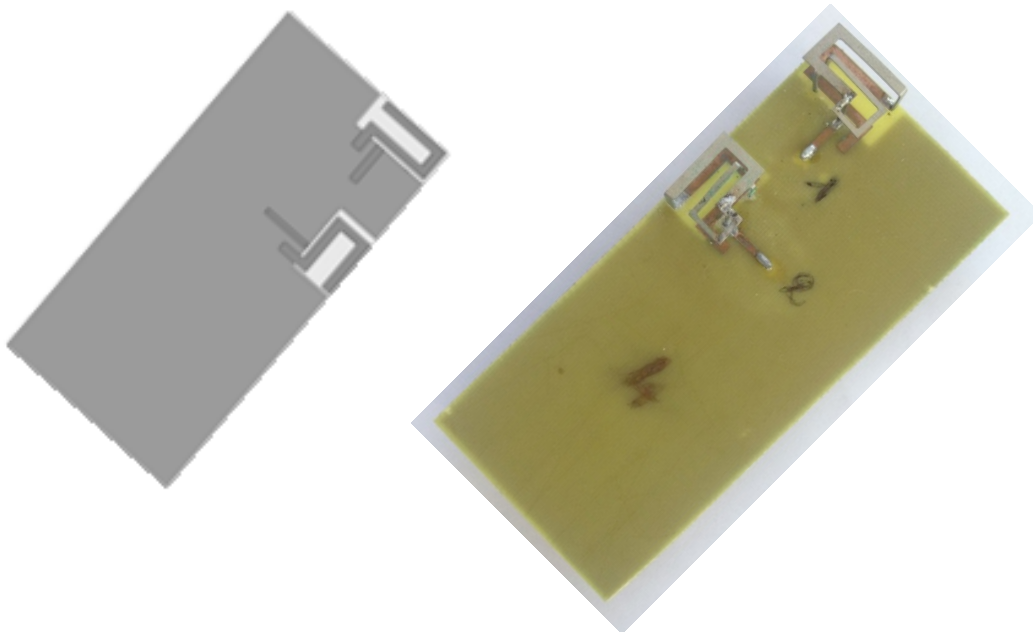


Figure 3.40 Prototype du système multi-antenne selon la configuration position 2

Les paramètres S de cette structure optimisée sont représentés sur la figure 3.41. La bande passante obtenue avec le critère d'adaptation est de 38 MHz pour les deux antennes dans la bande basse et 201 MHz pour l'antenne 1 (bande [2,5GHz – 2,71 GHz]) et 380 MHz pour l'antenne 2 (bande [2,35 GHz – 2,73 MHz]) dans la bande haute. On observe aussi une bonne concordance entre simulation et mesure.

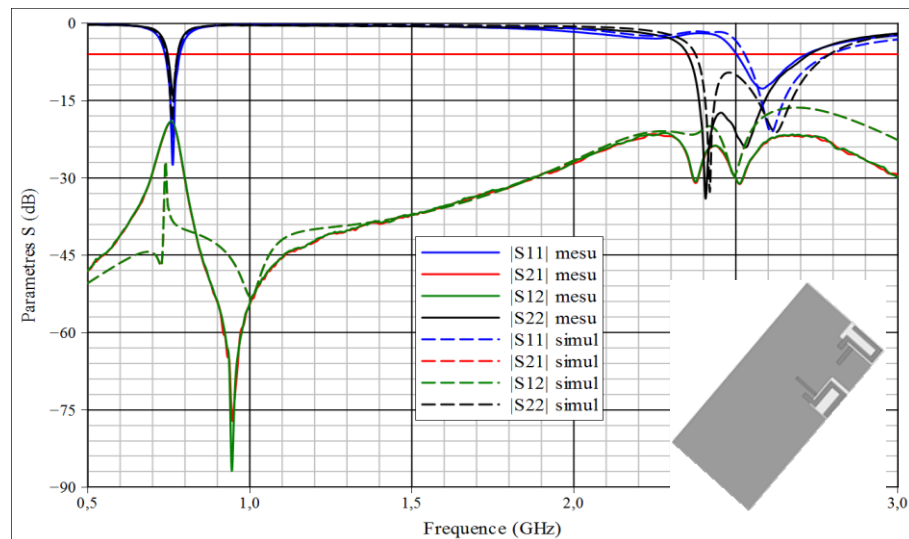


Figure 3.41 Paramètres S simulé et mesuré du système multi-antennaire selon la configuration position 2

Les efficacités totales simulées et mesurées de la structure multi-antennaire sont représentées sur la figure 3.42. On peut remarquer que l'antenne 1 garde approximativement la même efficacité que l'antenne seule bi-bande tandis que l'efficacité est très faible (inférieure à 7%) pour l'antenne 2 dans la bande basse. En fait cette antenne est placée orthogonalement par

rapport à la première antenne et n'excite pas correctement les courants longitudinaux du PCB mais plutôt les courants transverses. Ceci est la raison principale de l'efficacité faible de l'antenne 2 dans cette configuration, même si l'isolation entre ports d'alimentation est élevée.

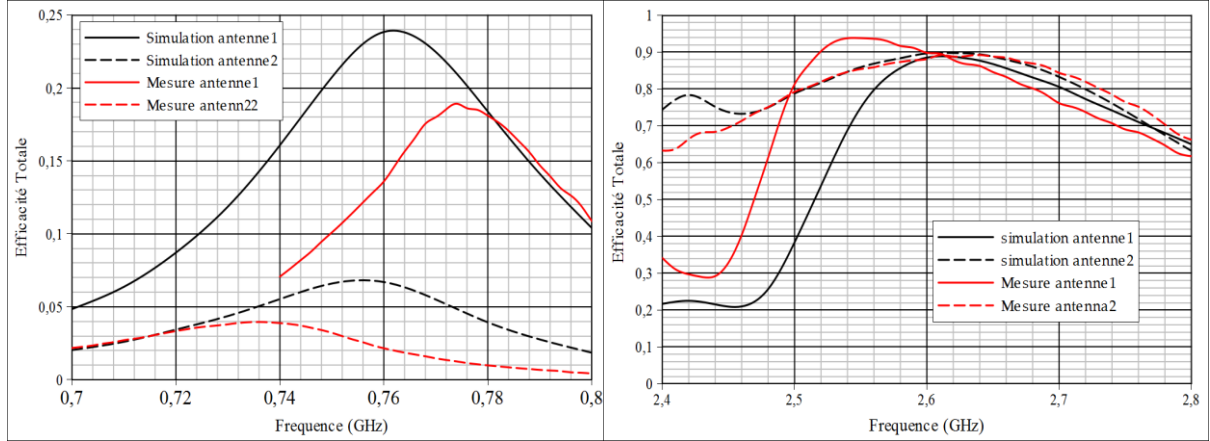


Figure 3.42 Efficacité totale simulée et mesurée de la structure multi-antennaire position 2

Les diagrammes de rayonnement en gain mesurés, pour les plans orthogonaux $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ aux fréquences de résonance des antennes de la structure multi-antennaire sont tracés sur la figure 3.43. Les mesures ont été effectuées avec la station SATIMO. Dans les plans $\varphi = 0^\circ$, les champs rayonnés sont quasi omnidirectionnels avec des niveaux de gain plus faibles pour l'antenne 2 comparés à ceux de l'antenne 1. Il faut noter une atténuation dans la direction de la longueur du PCB. Pour $\varphi = 90^\circ$, nous constatons un dépointage du faisceau ce qui donne des maxima aux angles 158° et -135° .

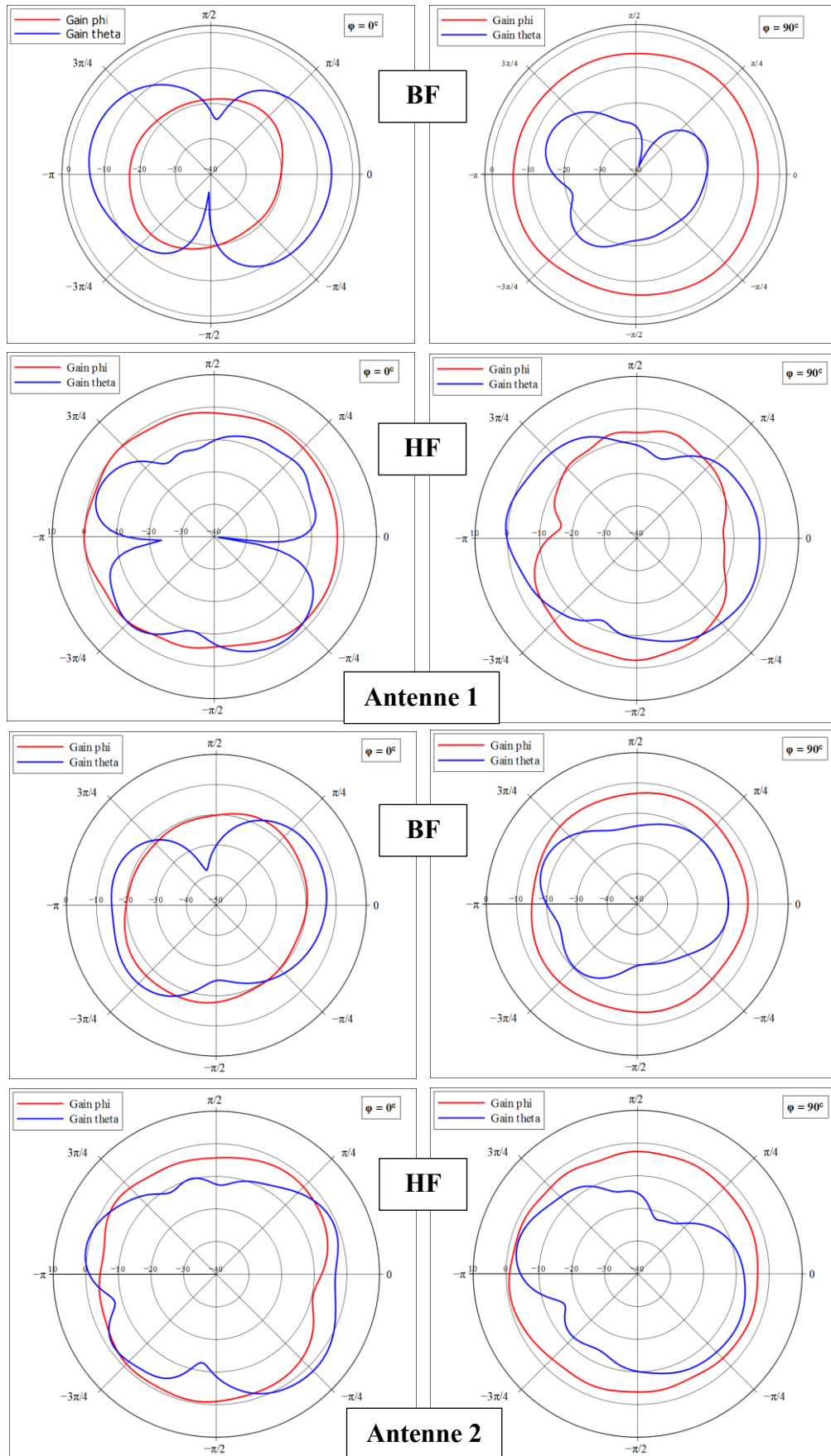


Figure 3.43 Diagrammes de rayonnement en gain mesuré des deux antennes de la structure multi-antennaire en configuration orthogonale

3.4.2.3 Système à configuration symétrique

L'analyse faite sur la faible efficacité de l'antenne 2 de la configuration précédente nous a poussés à revenir à la position 1 de la figure 3.38 où les deux antennes peuvent exciter les courants parcourant la longueur du PCB et améliorer l'isolation entre ports d'alimentation avec une méthode adaptée.

Dans cette position, le système multi-antennaire a été optimisé pour couvrir les bandes souhaitées. Un prototype a été fabriqué et mesuré (Figure 3.44) La figure 3.45 donne la comparaison entre paramètres S simulés et mesurés de la structure multi-antennaire optimisée. Sur la figure on peut constater une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure. On peut remarquer que l'isolation en bande basse est supérieure à 12 dB tandis qu'en haute fréquence elle est inférieure à 4 dB. Avec le critère d'adaptation de -6 dB, on a une bande passante de 38 MHz en bande basse et de 140 MHz en bande haute. Cependant, bien que l'isolation soit acceptable en basse fréquence, la dé-corrélation des signaux reçus par chaque antenne du système multi-antennaire est importante pour un système à diversité et/ou MIMO.

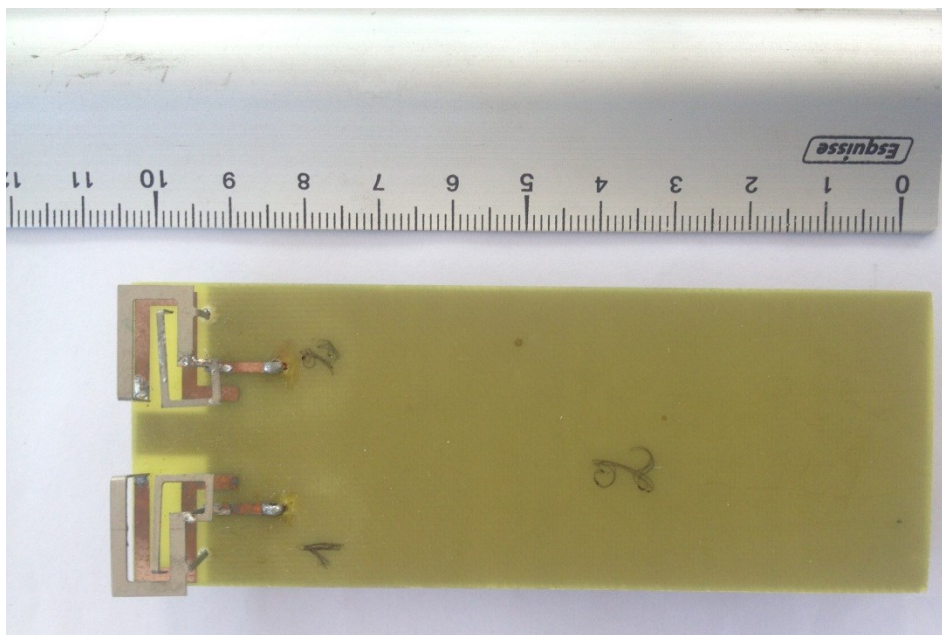


Figure 3.44 Prototype du système multi-antenne selon la configuration position 1

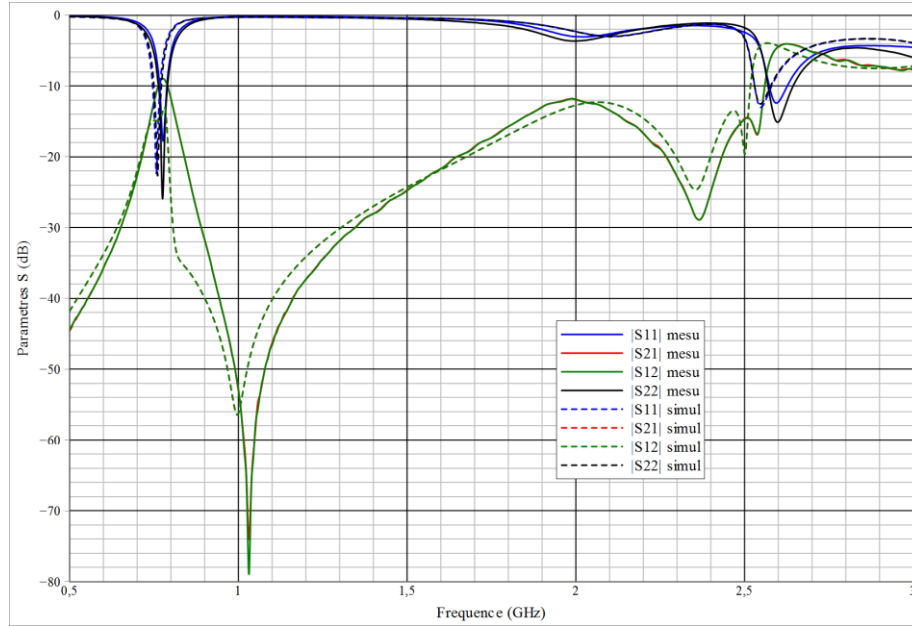


Figure 3.45 Paramètres S simulés et mesurés du système multi-antennaire selon la configuration position 1

Pour améliorer l'isolation de notre système, une ligne de neutralisation est insérée entre les antennes dans la zone des impédances faibles où les densités de courant sont grandes et les champs électriques moins importants. Pour atteindre ce but nous avons en premier permuté la position des points de connexion de la ligne de neutralisation entre les lignes d'alimentation et de court-circuit des deux IFAs. Les procédures d'optimisation de la largeur et de la longueur de la ligne de neutralisation sont expliquées dans [DDL10, DLTS06, DLTS08]. La figure 3.46 montre la configuration de l'antenne avec la connexion de la ligne.

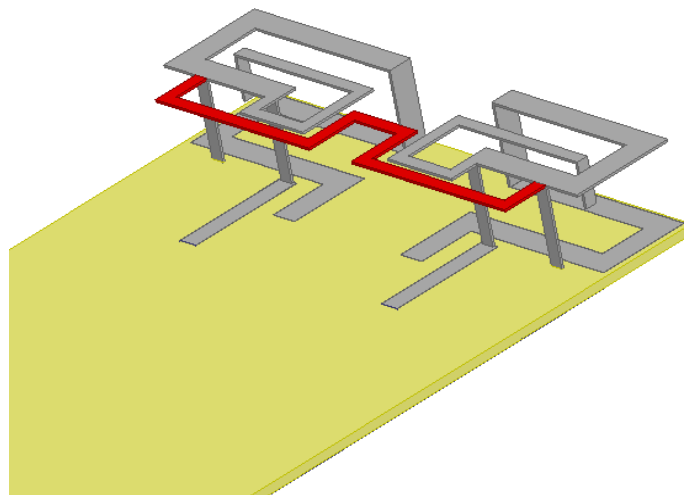


Figure 3.46 Structure multi-antennaire avec connexion de la ligne

Les courbes comparatives des coefficients de réflexion simulés et mesurés et celles de l'isolation sont représentées sur la figure 3.47.

Encore une fois, une bonne concordance entre simulation et mesure est obtenue. Nous avons une bande passante de 30 MHz dans la bande basse et 170 MHz dans la bande haute avec le critère d'adaptation de -6 dB. Nous pouvons aussi voir une bonne amélioration de l'isolation dans la bande basse (>18 dB) et dans la bande haute (>8 dB) comparée à la structure sans ligne de neutralisation.

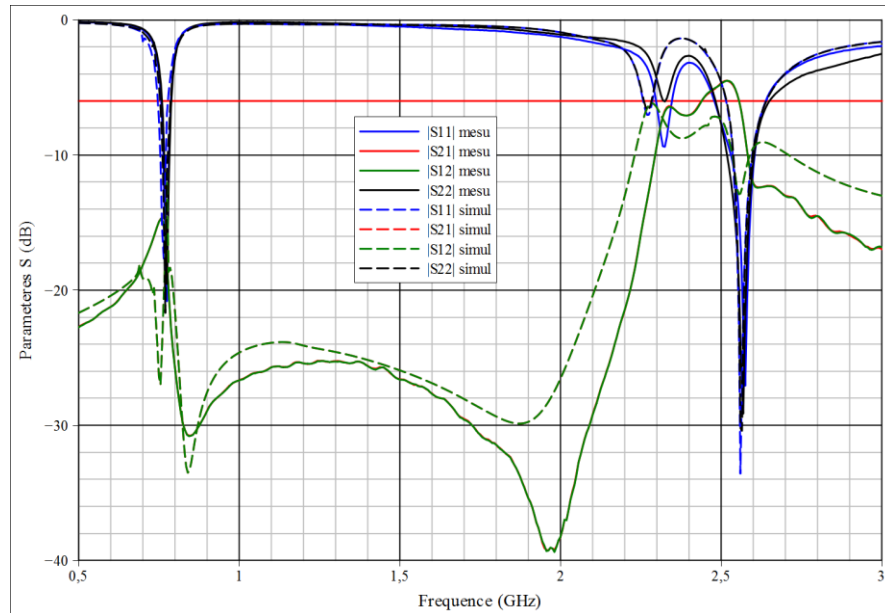


Figure 3.47 Paramètres S simulés et mesurés du système multi-antennaire avec ligne de neutralisation selon la configuration position 1

Les efficacités totales simulée et mesurée des antennes de la structure multi-antennaire sont représentées sur la figure 3.48. Elles sont identiques pour les deux antennes et sont supérieures à 15% dans la bande basse et à 40% dans la bande haute. Elles sont aussi meilleures que l'efficacité de la structure en configuration orthogonale plus particulièrement en bande basse. Les diagrammes de rayonnement en gain mesurés des deux antennes en basses et hautes fréquences sont donnés sur la figure 3.49.

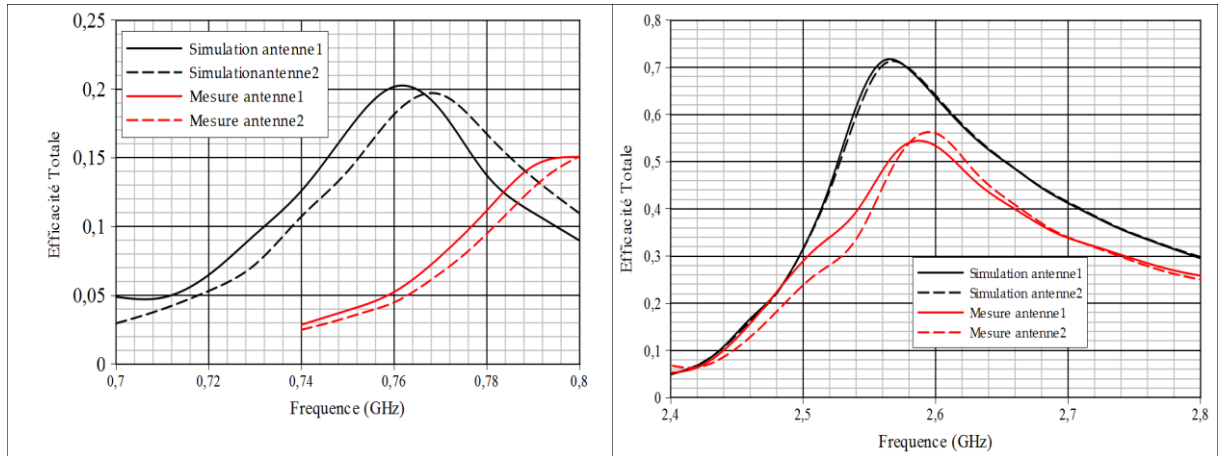


Figure 3.48 Efficacités totales simulée et mesurée de la structure multi-antennaire position 1 avec ligne de neutralisation

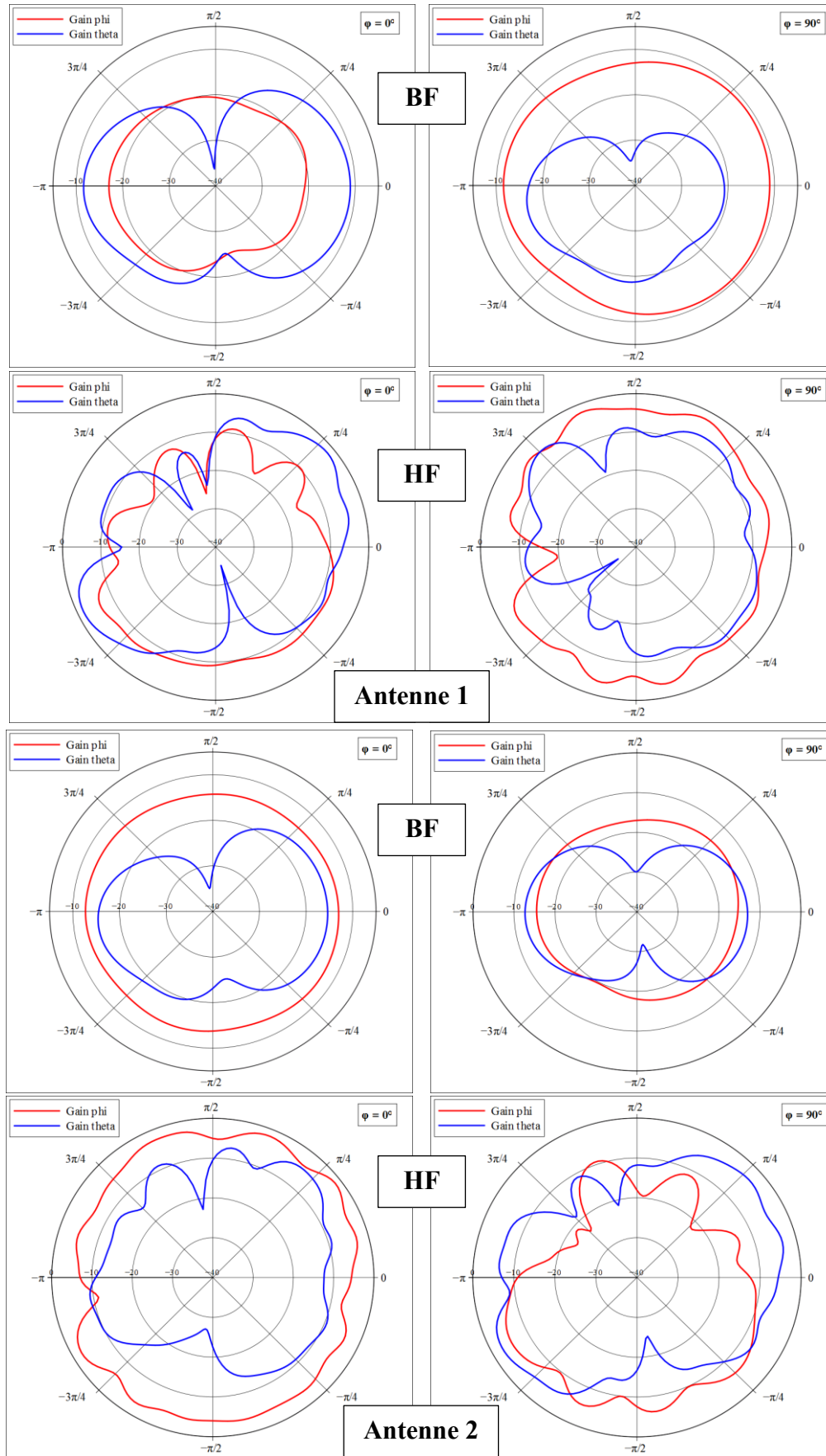


Figure 3.49 Diagrammes de rayonnement en gain mesuré des deux antennes de la structure multi-antennaire en configuration symétrique avec ligne de neutralisation

3.5 AMELIORATION DE LA BANDE PASSANTE DE L'ANTENNE MINIATURE

Dans cette partie l'amélioration de la bande passante de l'antenne miniature proposée précédemment est étudiée. La technique d'amélioration de bande passante est un des domaines de recherche important dans le domaine des antennes pour petits objets communicants.

3.5.1 Méthodes d'amélioration de la bande passante

Plusieurs techniques d'amélioration de la bande passante existent notamment l'amélioration de la taille de l'élément résonant [POSC95][TAGA92], la réduction de l'efficacité [WOLI97][WOYA98], ou l'utilisation de résonateurs multiples pour créer de nouvelles résonances.

3.5.1.1 Amélioration de la taille de l'élément résonant

La bande passante d'une petite antenne peut être améliorée en augmentant la taille de l'antenne. Cela peut se faire en augmentant la longueur et/ou la largeur de l'élément rayonnant, la hauteur de l'antenne. La bande passante d'une antenne patch s'améliore avec sa largeur ou sa hauteur (épaisseur du substrat) ou avec la permittivité relative du substrat [OLLI04]. Cette technique a des limites car elle va dans le sens inverse de l'évolution des petits objets communicant où la miniaturisation est de plus en plus la tendance et où un petit volume est alloué à l'antenne.

3.5.1.2 Réduction de l'efficacité

Cette méthode peut se faire en utilisant des matériaux à pertes ou en introduisant des composants résistifs. Il existe une relation de proportionnalité inverse entre la bande passante et l'efficacité. La bande passante peut alors être doublée en diminuant l'efficacité rayonnée. L'inconvénient de cette technique est que la bande passante est augmentée au détriment de l'efficacité. L'efficacité étant liée au gain, celui-ci est également réduit.

3.5.1.3 Utilisation de résonateurs multiples

L'utilisation de résonateurs multiples est une méthode efficace pour l'amélioration de la bande passante d'une petite antenne. Elle permet une amélioration significative de la bande

passante même quand la taille de l'antenne et l'efficacité sont fixées. Cette méthode peut se faire de deux manières : introduire des éléments parasites ou un circuit d'adaptation. Ces techniques sont largement utilisées ces dernières années. Pour la méthode d'insertion d'éléments parasites, son inconvénient majeur est l'encombrement de ces éléments parasites. L'autre technique consiste en l'utilisation de circuits d'adaptation réactifs entre l'antenne et le PA/LNA. C'est une technique qui est largement utilisée.

3.5.2 Limite physique de l'adaptation

Il est généralement connu que le facteur de qualité de Q ainsi que la bande passante d'une antenne sont limités par la taille électrique de l'antenne. Cette limite a fait l'objet de beaucoup de travaux comme ceux de Bode [BODE45], de Youla [YOUL64], de Fano [FANO48], de Carlin [CACI98], de Matthaei [MAYJ64] etc.

3.5.2.1 Théorie de Bode – Fano

Bode a été le premier à initier une base théorique de l'adaptation large bande [BODE45]. Dans ses travaux il montre l'existence d'une limite physique d'adaptation pour toute charge RC parallèle. Bode détermine ainsi la bande passante maximale possible pour un coefficient de réflexion maximal Γ_0 tolérable dans cette bande passante. Cette limite est illustrée par l'équation suivante :

$$\int_0^{+\infty} \ln \left(\frac{1}{|S_{11}|} \right) d\omega = \frac{\pi}{RC} \quad (3.4)$$

Il est à noter que Bode considère un circuit d'adaptation comportant un nombre infini d'étages. Cependant, même s'il a été pionnier, ces travaux sont quand même restreints ; ils ne sont valables que pour un type de charge : une charge RC en parallèle.

Plus tard, Fano a généralisé les travaux de Bode en les élargissant à tout type de charges et un circuit d'adaptation complexe arbitraire [FANO48]. Fano s'appuie sur le théorème de Darlington et les travaux de Bode pour transformer le problème d'adaptation d'impédance large bande en un problème de conception de filtre [VISH10]. Ce théorème lui permet d'établir que la charge peut être décomposée en une pure résistance R et un réseau réactif N comme illustré sur la figure 3.50. Il normalise l'impédance en initialisant les résistances à 1Ω .

Le problème est simplifié par la mise en cascade de deux réseaux réactifs pour former un réseau 2 ports terminé à chaque port avec une résistance de 1Ω .

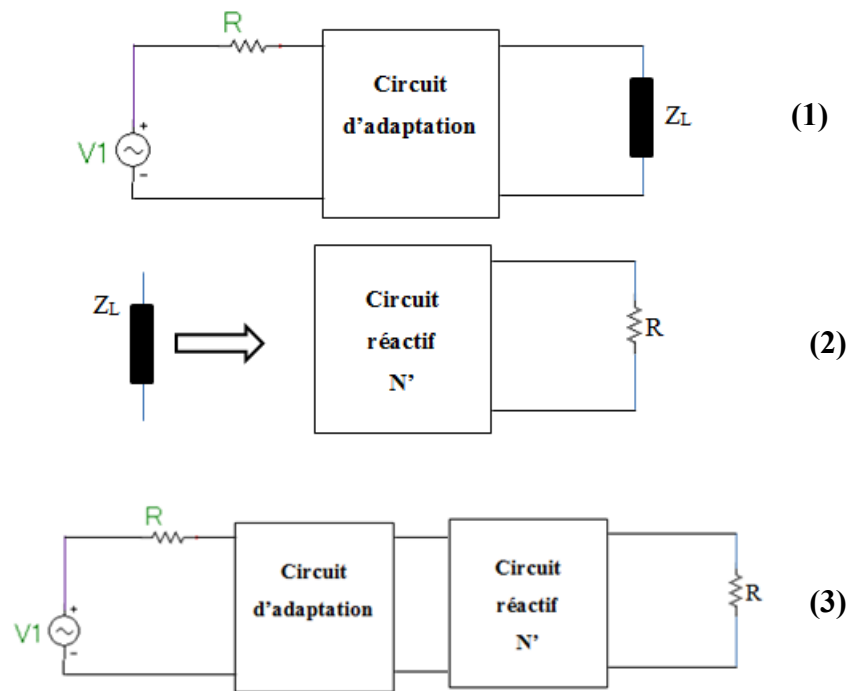


Figure 3.50 (1) Problème d'adaptation d'impédance large bande ; (2) application du théorème de Darlington sur la charge ; (3) conversion du problème en un problème de conception de filtre

Connaissant la forme du coefficient de réflexion Γ , Fano a déterminé les zéros et pôles qui pourront maximiser la bande passante en fonction du critère d'adaptation fixé. La procédure de Fano est détaillée dans [FANO48].

Matthaei a travaillé dans le même sens que Fano mais la représentation qu'il a utilisée est légèrement différente de celle de Fano, les résultats obtenus sont cependant identiques [MAYJ64].

3.5.2.2 Théorie de Youla – Carlin

Cette théorie est identique à celle de Fano sur le principe : calcul de la faisabilité d'adapter une charge quelconque avec l'ajout d'un circuit d'adaptation. Youla indique que les limites de la théorie de Fano sont l'utilisation des circuits d'équivalence de Darlington. Pour procéder, Youla et Carlin utilisent directement l'impédance d'entrée de la charge pour le calcul et contournent ainsi la méthode de Darlington dont la complexité du calcul augmente vite à cause de la séparation de la charge en un réseau réactif et une pure résistance.

La procédure se résume comme présentée dans [LI09] :

1) Ils commencent par définir les objectifs à atteindre sur le $|S_{11}|$ et la bande passante (BP). De façon générale, ils définissent une expression S qui est fonction de la fréquence (S dépend du $|S_{11}|$ et de la BP). Plus spécifiquement, une application importante de leur théorie est qu'il est possible de chercher la limite de l'adaptation sur le $|S_{11}|$ et la BP. Pour ce faire, ils fixent l'un de ces deux paramètres pour déterminer la limite possible pour l'autre.

2) Ils écrivent l'expression analytique de l'impédance d'entrée de la charge $z(s)$ en fonction de la fréquence. Ils calculent ensuite les zéros de transmission (noté s_0) qui sont définis comme la solution de $S_{12} \times S_{21} = 0$ (S_{12} est le coefficient de transmission inverse et S_{21} le coefficient de transmission direct) dans le demi-plan de droite des fréquences complexes. Ces zéros de transmission sont classés en trois catégories selon leur localisation dans ce même demi-plan :

- ◆ Classe A : La partie réelle de s_0 est supérieur à 0. (i.e. $\text{Re}(s_0) > 0$)
- ◆ Classe B : La partie réelle de s_0 est égale à 0 et s_0 n'est pas un pôle de $z(s)$. (i.e. $\text{Re}(s_0) = 0$ et $z(s_0) \neq \infty$)
- ◆ Classe C : La partie réelle de s_0 est égale à 0 et s_0 est un pôle de $z(s)$. (i.e. $\text{Re}(s_0) = 0$ et $z(s_0) = \infty$)

3) Ensuite, ils effectuent un développement de Taylor sur deux groupes d'expressions autour des zéros de transmission obtenus. Le premier groupe est l'expression $\ln(S)$ qui dépend du $|S_{11}|$ et de la BP. Le deuxième groupe comporte deux expressions $\ln(b)$ et r . Elles dépendent seulement de l'impédance de la charge. b et r sont des fonctions intermédiaires calculées à partir de $z(s)$. Les coefficients des développements de Taylor de $\ln(S)$, $\ln(b)$ et r sont notés Σ_h , β_h et ρ_h respectivement, h est l'ordre du développement de Taylor.

4) Selon les différentes classes des zéros de transmission, une ou plusieurs contraintes sur les coefficients de Taylor doivent être respectées. Si toutes les contraintes peuvent être satisfaites simultanément, l'objectif sur le $|S_{11}|$ et la BP pourra être atteint. Les conditions à respecter pour chaque classe sont :

- ◆ Pour la classe A:

$$\beta_h = \Sigma_h \quad (h = 0, 1, 2, \dots, k-1) \quad (3.5)$$

♦ Pour la classe B:

$$\begin{aligned} \beta_h &= \sum_h \quad (h = 0, 1, 2, \dots, 2k-2) \\ \frac{(\beta_{2k-1} - \sum_{2k-1})}{\rho_{2k}} &\geq 0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

♦ Pour la classe C:

$$\begin{aligned} \beta_h &= \sum_h \quad (h = 0, 1, 2, \dots, 2k-2) \\ \frac{(\beta_{2k-1} - \sum_{2k-1})}{\rho_{2k-2}} &\geq \frac{1}{c_{-1}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

où k est l'ordre du zéro de transmission, c_{-1} est le résidu de $z(s)$ au pôle de transmission (solution de $1/(S_{12} \times S_{21}) = 0$).

5) Une fois la faisabilité validée, Youla et Carlin étudient aussi l'ajout du circuit d'adaptation. Ils calculent l'impédance de sortie du circuit d'adaptation (cf. Z_{out} en Figure 3.51) en utilisant l'équation 3.8 :

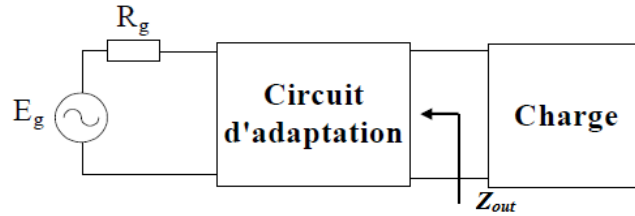


Figure 3.51 Ajout d'un circuit d'adaptation entre un générateur et une charge

$$Z_{out} = \frac{2br}{b-s} - z(s) \quad (3.8)$$

3.5.3 Amélioration de la bande passante de l'antenne miniature par la méthode de Youla – Carlin

Bien que la structure antennaire présentée ci-dessous permette d'opérer dans la bande LTE 13, la bande passante limitée n'offre aucune marge de sécurité. Il est donc important voire indispensable d'élargir la bande passante afin d'assurer un fonctionnement garantissant la bande passante nécessaire dans toutes les conditions.

Nous avons donc étudié l'élargissement maximum de la bande passante de notre structure antennaire par l'application de la théorie de Youla-Carlin. Pour l'appliquer à notre structure antennaire, une formule analytique de l'impédance d'entrée est nécessaire. Pour cela nous nous basons sur le modèle circuit équivalent de Boyle [BALA12, LI09, OLVA02] développé pour une antenne PIFA. La figure 3.52 donne le modèle circuit équivalent de notre antenne.

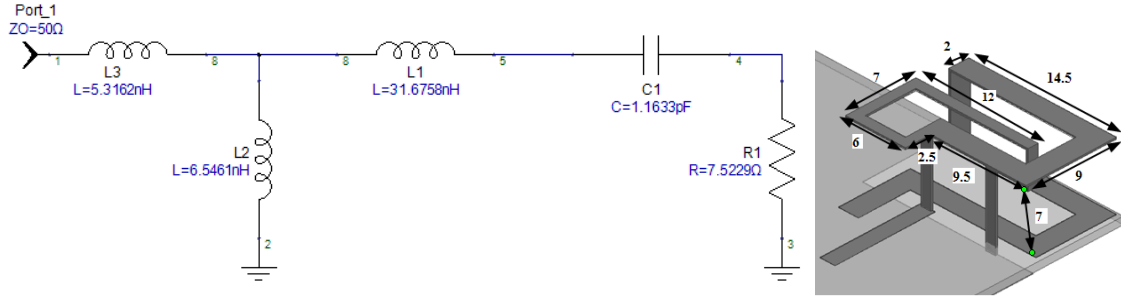


Figure 3.52 Modèle équivalent de type circuit de la structure antennaire miniature développée précédemment

La figure 3.53 donne la comparaison entre les résultats de simulation sous HFSS (structure antennaire) et sous Genesys (modèle équivalent circuit).

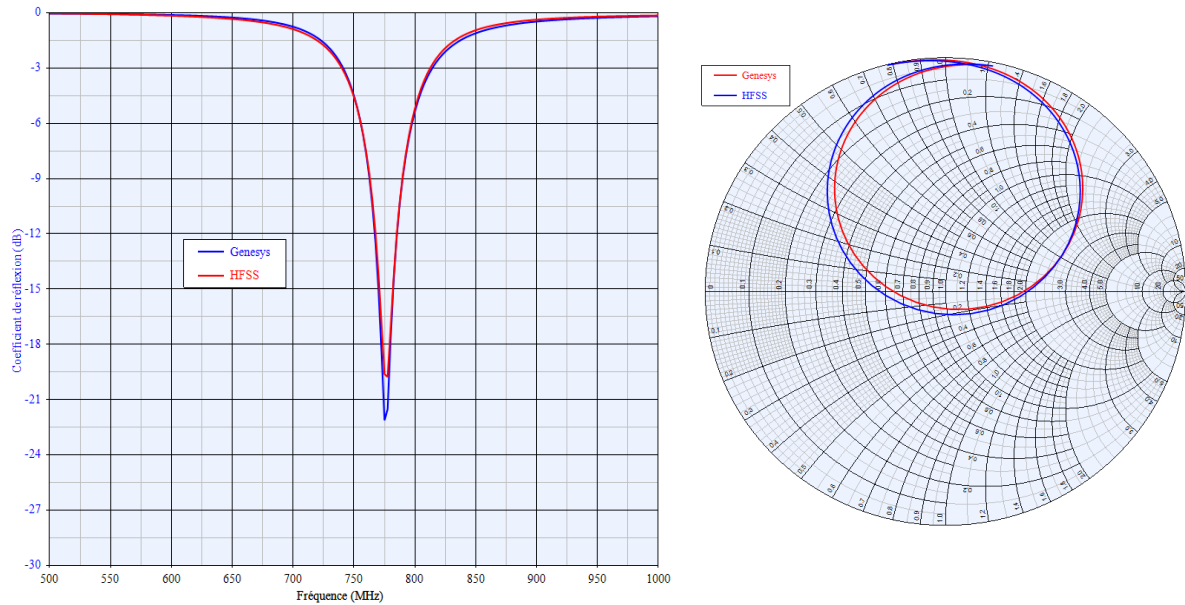


Figure 3.53 Comparaison simulation sous HFSS (en bleu) de l'antenne et sous Genesys (en rouge) du modèle équivalent

Le modèle circuit équivalent utilisé montre une bonne concordance avec les simulations sous HFSS. Nous l'utilisons pour la détermination de l'expression analytique de l'impédance d'entrée et nous appliquons la théorie de Youla-Carlin. On calcule les limites analytiques de

$|S_{11}|_{min}$ sur une bande fixée ou de la bande passante maximale à un $|S_{11}|$ fixé. En se basant sur les travaux de [LI09].

L'expression des limites obtenue avec notre modèle circuit équivalent est définie comme suit :

$$\begin{cases} \ln(|S_{11}|) = -\frac{nR_1C_1\omega_0\pi}{n-1} \\ \ln(|S_{11}|) \geq -\frac{n^3(3R_1C_1^2L_1 + 3R_1C_1^2L_2 - R_1^3C_1^3)\omega_0^3\pi}{n^3-1} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} n = \frac{\ln(|S_{11}|)}{\ln(|S_{11}|) + R_1C_1\omega_0\pi} \\ n \leq \sqrt[3]{\frac{1}{1 + \frac{(3R_1C_1^2L_1 + 3R_1C_1^2L_2 - R_1^3C_1^3)\omega_0^3\pi}{\ln(|S_{11}|)}}} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} f_{\max} &= n \cdot f_{\min} \\ BP_{\max} &= f_{\max} - f_{\min} \end{aligned} \quad (3.11)$$

L'application numérique sur le modèle donne une bande passante de 140 MHz pour une adaptation d'au moins -6 dB (i.e. $n = 1.2$ et $n \leq 1.35$).

Dans ses travaux, Y. Li montre que ces limites sont atteintes par l'ajout d'un nombre infini de cellules d'adaptation (par exemple LC ou CL) placées en amont de l'antenne.

Après le calcul de la limite théorique de notre modèle (et donc de notre antenne), la procédure d'élargissement de bande passante consiste à ajouter un circuit d'adaptation composé d'un certain nombre de cellule et d'optimiser des valeurs des composants passifs qui constituent les différentes cellules de ce circuit d'adaptation pour obtenir la plus grande BP possible (selon un coefficient de réflexion donné).

❖ Ajout d'un circuit d'adaptation (2 cellules LC)

La figure 3.54 donne le modèle équivalent précédé de deux cellules qui constituent le circuit d'adaptation. Les valeurs des composants passifs de ce circuit d'adaptation sur le schéma sont celles obtenues après optimisation sur Genesys.

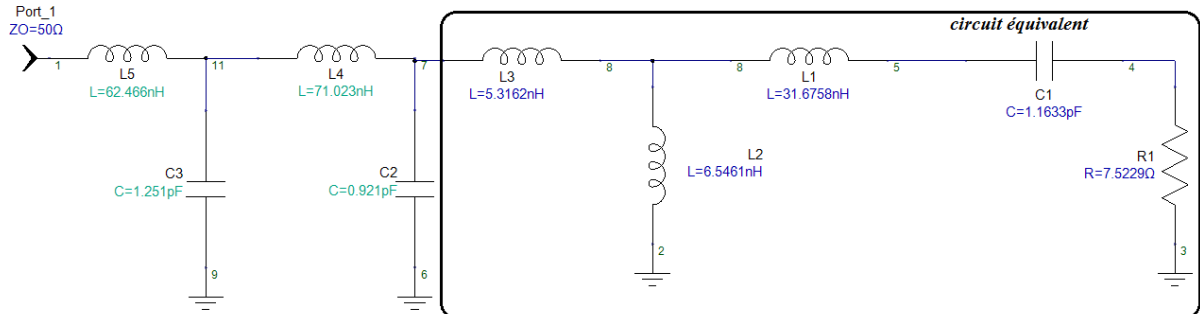


Figure 3.54 Circuit équivalent et circuit d'adaptation de deux cellules LC

La figure suivante (Figure 3.55) montre effectivement une amélioration de la bande passante apportée avec le circuit d'adaptation. La bande passante maximale obtenue après optimisation, avec le critère d'adaptation de -6 dB est de 67 MHz. La bande passante initiale (35 MHz) est presque doublée.

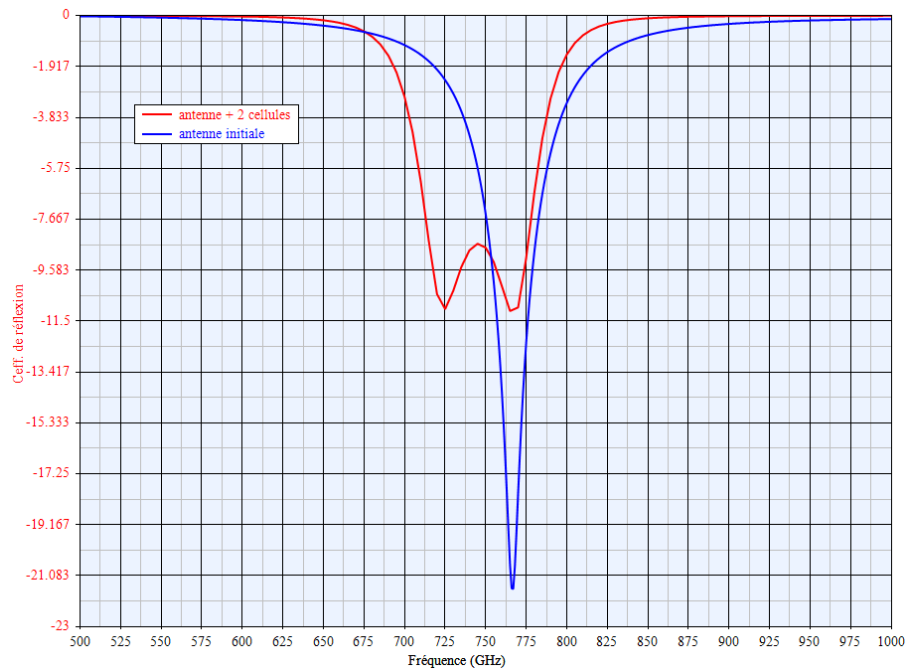


Figure 3.55 Comparaison entre antenne seule (courbe bleue) et antenne +2 cellules

❖ Ajout d'un circuit d'adaptation (4 cellules LC)

Après l'étape de deux cellules nous avons regardé l'impact de l'ajout de deux cellules supplémentaires. Après optimisation, le même constat est observé : une amélioration

conséquente de la bande passante est observée. La bande passante atteinte après optimisation est de 100 MHz, ce qui permettrait de couvrir toute la bande 700 MHz, avec le critère d'adaptation de -6 dB. La figure 3.56 présente la comparaison entre antenne seule et antenne avec 4 cellules d'adaptation.

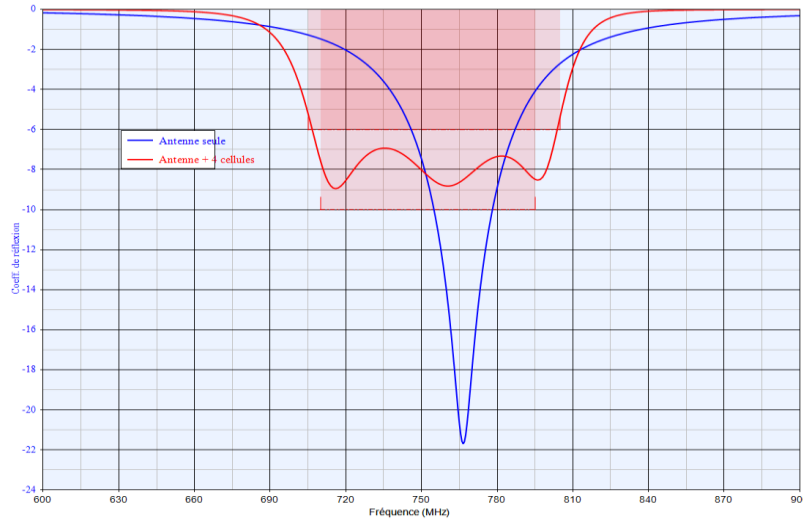


Figure 3.56 Comparaison entre antenne seule (courbe bleue) et antenne avec 4 cellules d'adaptation

Cette procédure est poursuivie jusqu'à un circuit d'adaptation composé de 10 cellules LC. Le tableau suivant donne les bandes passantes obtenues avec le nombre de cellules. La figure 3.57 donne la courbe de variation de la bande passante en fonction du nombre de cellules.

nombre de cellules	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
BP obtenue (MHz)	35	67	86	100	106	109	111	113	114	115
% BP	25	47.9	61.4	71.4	75.7	77.9	79.3	80.7	81.4	82.1

Tableau 3.2 Bande passante obtenue avec le nombre de cellules

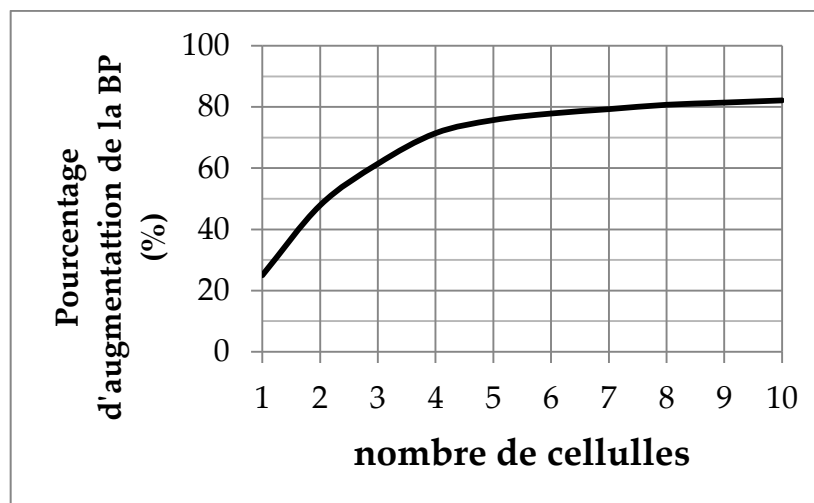


Figure 3.57 Evolution de l'augmentation de la bande passante initiale en fonction du nombre de cellules LC

Les mêmes simulations ont été effectuées sur ADS et les mêmes bandes passantes ont été atteintes. L'étape suivante consiste à remplacer la simulation sous Genesys par la simulation sous HFSS avec l'utilisation de l'antenne et les composants d'adaptation réels utilisés par les modèles CMS (Composants Montés en Surface) d'un fabricant.

En observant cette courbe on constate que la limite théorique calculée précédemment n'est pas vérifiée car à partir de huit cellules la saturation commence à être observée. Cela peut s'expliquer par le fait que cette limite théorique n'est atteinte qu'avec une infinité de cellules d'adaptation. Comparant cette courbe avec la courbe des travaux d'Ollikainen qui montre la relation entre le pourcentage de la bande passante relative maximale théorique et le nombre de résonateurs ajoutés pour différent maximum de $|S_{11}|$ fixé sur la bande considérée. [OLLI04] où 60% de la bande passante théorique peut être obtenue avec 2 cellules, dans notre implémentation on a obtenue 50 % de la bande avec deux cellules et 60% avec trois cellules. La similitude entre ces deux courbes peut être vue qu'au-delà de cinq cellules on commence à atteindre la saturation de l'élargissement de la bande passante

Cela est appliqué avec l'ajout de deux cellules sur l'antenne. Un prototype est fabriqué et mesuré. La figure 3.58 donne la photo du prototype de l'antenne avec l'intégration des deux cellules d'adaptation. La comparaison entre simulations et mesure est donnée sur la figure 3.59.



Figure 3.58 Prototype de l'antenne avec deux cellules d'adaptation

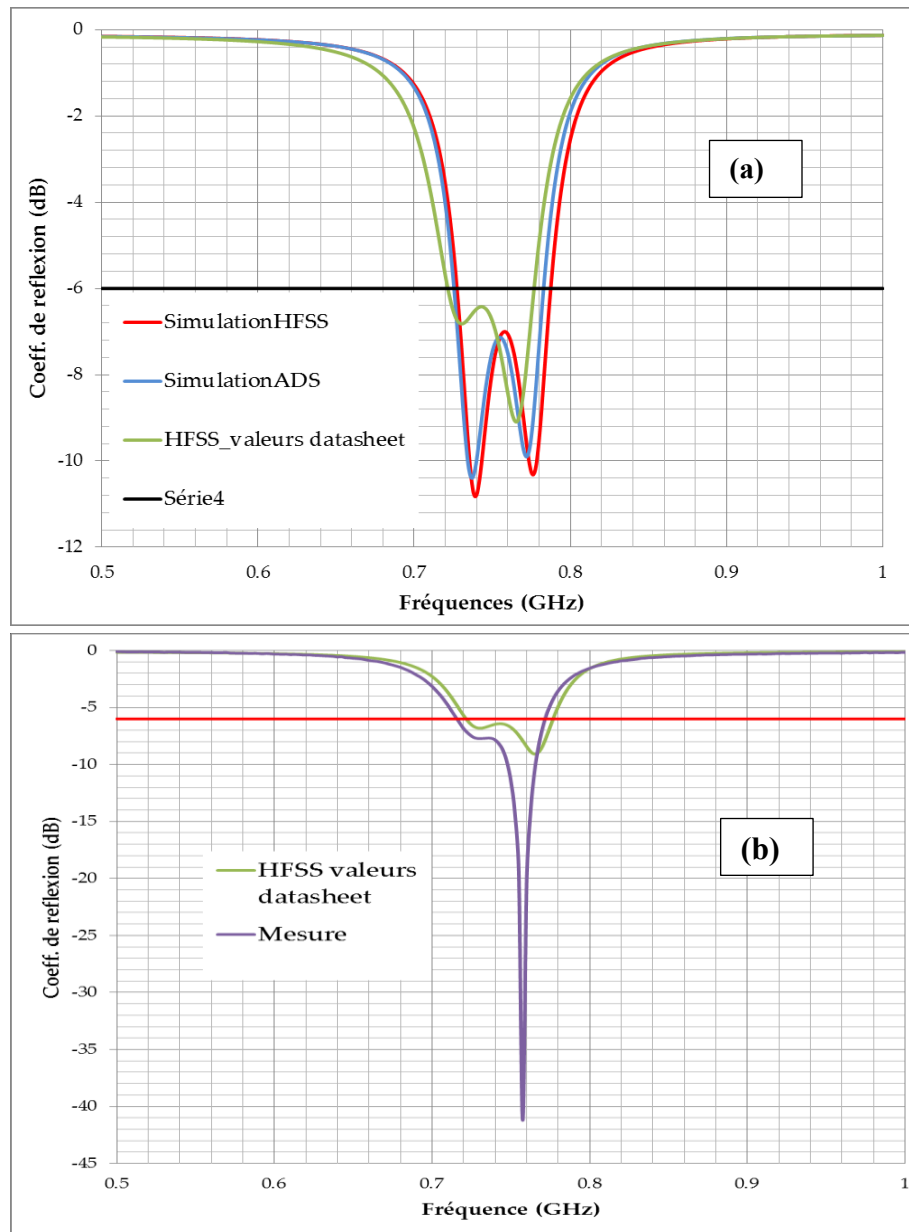


Figure 3.59 Comparaison simulation sous ADS et sous HFSS (a) et Comparaison Simulation et Mesure (b)

On observe une bonne concordance entre la simulation et la mesure. Cela nous permet d'espérer atteindre donc les bandes passantes théoriques obtenues avec l'augmentation du nombre cellules LC d'après la figure 3.57. L'antenne a une bande passante de 67 MHz avec le critère d'adaptation de -6 dB, ce qui permet à notre système de pouvoir opérer dans toute la bande LTE 13.

3.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, différentes structures multi-antennaires ont été présentées. Une première structure multi-antennaire est présentée où deux antennes identiques sont utilisées.

L'isolation entre les deux antennes est améliorée avec l'insertion d'une ligne de neutralisation. Une étude paramétrique sur les dimensions de la ligne est effectuée. Cette étude montre la possibilité de pouvoir utiliser la ligne de neutralisation pour isoler deux antennes bi-bandes dans les deux bandes de travail. Un prototype est fabriqué et mesuré. Ce système présente une bonne isolation entre les ports d'alimentation dans les deux bandes de travail.

Dans la seconde partie du chapitre, une structure multi-antennaire, pour un petit objet communicant opérant en LTE est proposée. Dans la conception, la modélisation prend en compte le boîtier plastique et l'unité optique d'alimentation. Cette dernière est utilisée pour éviter les désavantages de l'alimentation par câble RF pour la mesure d'antenne. Un prototype est fabriqué et mesuré. Les mesures ont donné une bonne concordance avec les simulations. Ce prototype est validé et a fait l'objet de mesures de performances MIMO en environnement réel : ces résultats sont présentés dans le chapitre suivant.

Compte tenu de la tendance actuelle dans le monde des télécommunications où la miniaturisation est sans cesse demandée, nous avons proposé une nouvelle structure d'antenne miniature fonctionnant dans les bandes LTE 13 et LTE 7. Plusieurs configurations ont été testées pour la structure multi-antennaire et un choix a été effectué en fonction du minimum de coefficient de réflexion dans les bandes basses et hautes. Les résultats obtenus après optimisation et mesure montrent un réel potentiel pour des prototypes capables d'opérer dans les bandes LTE13 et LTE 7. Même si les antennes présentent de bonnes performances, il ne faut pas perdre de vue que ces antennes sont destinées à équiper de petits dispositifs communicants dont la production est faite de façon industrielle et doit tenir compte des tolérances de fabrication. Cela implique des variations sur les caractéristiques de l'antenne comme la bande passante et l'efficacité. Il devient donc intéressant d'améliorer ces caractéristiques. Ainsi, nous nous sommes appuyés sur la théorie de Youla - Carlin et les travaux de Yiqun LI pour améliorer la bande passante de notre antenne. Après une modélisation de l'antenne de type circuit, les limites théoriques de la bande passante avec un coefficient de réflexion fixé ont été calculées. L'ajout de circuits d'adaptation composés de cellules LC a été utilisé pour atteindre cette limite théorique. Les résultats ont montré une réelle amélioration de la bande passante de l'antenne sans toutefois atteindre les limites théoriques. Un prototype avec un circuit d'adaptation constitué de deux cellules a été fabriqué et mesuré.

Toutes les structures antennaires proposées dans ce chapitre sont acceptables pour des réalisations pratiques avec intégration dans de petits objets communicants pour lesquels l'intégration de plusieurs antennes et une bonne isolation est un réel challenge.

Références bibliographiques

- [AMDH12] V. B. Ambhore et A. P. Dhande, « An Overview on Properties, Parameter Consideration And Design of Meandering Antenna », *International Journal of Smart Sensors and Ad Hoc Networks (IJSSAN)*, vol. 1, n°. 4, p. 59-62, 2012.
- [BALA05] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd Edition. Hoboken, NJ: Wiley Interscience, 2005.
- [BALA12] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [BEST02] S. R. Best, « On the resonant properties of the Koch fractal and other wire monopole antennas », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, n°. 1, p. 74-76, 2002.
- [BHPK10] H. Bae et al., « Compact mobile handset MIMO antenna for LTE700 applications », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, n°. 11, p. 2419-2422, 2010.
- [BHYP09] R.-A. Bhatti, S. Yi, et S.-O. Park, « Compact Antenna Array With Port Decoupling for LTE-Standardized Mobile Phones », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, p. 1430-1433, 2009.
- [BODE45] H. W. Bode, *Network Analysis & Feedback Amplifier Design*. New York: D. Van Nostrand & Co., 1945.
- [CACI98] H. J. Carlin et P. P. Civalieri, *Wideband circuit design [...] [...] .* Boca Raton, Fla. [u.a.: CRC Press, 1998.
- [CCCL03] H.-D. Chen, W.-S. Chen, Y.-T. Cheng, et Y.-C. Lin, « Dualband meander monopole antenna », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003*, 2003, vol. 3, p. 48-51 vol.3.
- [CHFC04] H. Carrasco, H. D. Hristov, R. Feick, et D. Cofré, « Mutual coupling between planar inverted-F antennas », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 42, n°. 3, p. 224-227, 2004.
- [CJAC04] Y. Chung, S.-S. Jeon, D. Ahn, J.-I. Choi, et T. Itoh, « High isolation dual-polarized patch antenna using integrated defected ground structure », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n°. 1, p. 4-6, 2004.
- [CLDS06] P. Ciaï, C. Luxey, A. Diallo, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Pentaband internal antenna for handset communication devices », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, n°. 8, p. 1509-1512, 2006.
- [CLDT08] A. Chebihi, C. Luxey, A. Diallo, P. Le Thuc, et R. Staraj, « A Novel Isolation Technique for Closely Spaced PIFAs for UMTS Mobile Phones », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, p. 665-668, 2008.
- [DDL10] I. Dioum, A. Diallo, C. Luxey, et S. M. Farsi, « Dual-band monopole MIMO antennas for LTE mobile phones », in *ICECom, 2010 Conference Proceedings*, 2010, p. 1-4.
- [DFDL12] I. Dioum, S. M. Farssi, A. Diallo, et C. Luxey, « Evaluation of the MIMO performance of LTE handsets », in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, p. 1-2.
- [DIAL07] A. Diallo, « Sytemes multi-antennes pour diversite et mimo », thèse, Université de Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [DLTS06] A. Diallo, C. Luxey, P. Le-Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n°. 11, p. 3063-3074, 2006.

- [DLTS08] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Enhanced two-antenna structures for universal mobile telecommunications system diversity terminals », *IET microwaves, antennas & propagation*, vol. 2, n^o. 1, p. 93-101, févr. 2008.
- [DTLS08] A. Diallo et al., « Diversity Characterization of Optimized Two-Antenna Systems for UMTS Handsets », *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, n^o. 1, p. 037574, janv. 2008.
- [FANO48] R. M. Fano, « Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances », 1948.
- [GRSH12] G. Gampala, C. J. Reddy, O. Staebler, et T. Hager, « Compact Antenna for MIMO LTE Mobile Phone Applications », *Microwave Journal*, vol. 55, n^o. 3, p. 98-110, 2012.
- [HLSL09] C.-C. Hsu, K.-H. Lin, H.-L. Su, H.-H. Lin, et C.-Y. Wu, « Design of MIMO antennas with strong isolation for portable applications », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09*, 2009, p. 1-4.
- [KILY06] K.-J. Kim, W.-G. Lim, et J.-W. Yu, « High Isolation Internal Dual-Band Planar Inverted-F Antenna Diversity System with Band-Notched Slots for MIMO Terminals », in *Microwave Conference, 2006. 36th European*, 2006, p. 1414-1417.
- [KPOE01] W. A. T. Kotterman, G. F. Pedersen, K. Olesen, et P. Eggers, « Cable-less measurement set-up for wireless handheld terminals », in *2001 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2001, vol. 1, p. B-112-B-116 vol.1.
- [LDLB10] A. Lhilali, A. Diallo, C. Luxey, et P. Brachet, « Multiband multi-antenna system for MIMO wlan box », in *2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM)*, 2010, p. 1-4.
- [LI09] Y. Li, « Contribution à l'optimisation des performances d'antennes de téléphones mobiles à l'aide de techniques d'adaptation », Cergy-Pontoise, 2009.
- [LUMA10] C. Luxey et D. Manteuffel, « Highly-efficient multiple antenna-systems for small MIMO devices », in *2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2010, p. 1-6.
- [LUXE08] C. Luxey, « Solutions antennaires pour petits objets communicants et techniques de caractérisation associées », Université de Nice Sophia-Antipolis, 2008.
- [LUXE09] C. Luxey, « Design of multi-antenna systems for UMTS mobile phones », in *Antennas Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, 2009, p. 57-64.
- [MAYJ64] L. Y. Matthaei, George L, L. Young, et E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures / G.L. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones*. McGrawHill, 1964.
- [MPHK07] R. Mäkinen, V. Pynttari, J. Heikkinen, et M. Kivikoski, « Improvement of antenna isolation in hand-held devices using miniaturized electromagnetic band-gap structures », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, n^o. 10, p. 2508-2513, 2007.

- [NTYY84] H. Nakano, H. Tagami, A. Yoshizawa, et J. Yamauchi, « Shortening ratios of modified dipole antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, n° 4, p. 385-386, 1984.
- [OLLI04] Ollikainen Jani, « Design and Implementation Techniques of Wideband Mobile Communications Antennas », Thesis Doctoral, Helsinki University of Technology, 2004.
- [OLVA02] J. Ollikainen et P. Vainikainen, « DESIGN AND BANDWIDTH OPTIMIZATION OF DUAL-RESONANT PATCH ANTENNAS », 2002.
- [PAGH95] J. E. Padgett, C. G. Gunther, et T. Hattori, « Overview of wireless personal communications », *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, n° 1, p. 28-41, 1995.
- [PKYB09] G. Park, M. Kim, T. Yang, J. Byun, et A. S. Kim, « The compact quad-band mobile handset antenna for the LTE700 MIMO application », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09*, 2009, p. 1-4.
- [POSC95] D. M. Pozar et D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. John Wiley & Sons, 1995.
- [RLSS07] S. Ranvier, C. Luxey, P. Suvikunnas, R. Staraj, et P. Vainikainen, « Capacity enhancement by increasing both mutual coupling and efficiency: a novel approach », in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, p. 3632-3635.
- [TAGA92] T. Taga T., « Analysis of planar inverted-F antennas and antenna design for portable radio equipment », *Chapter 5 in Analysis, Design, and Measurement of Small and Low- Profile Antennas*, K. Hirasawa and M. Haneishi, 1992.
- [TORN09] P. Tornatta, « Overcoming the LTE handset antenna design problem », *EE Times-Asia*, 13. 2009.
- [TSUT00] Y. S. Tsutomu Endo, « Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas », *Electronics and Communications in Japan (Part II: Electronics)*, vol. 83, n° 1, p. 52 - 58, 2000.
- [VAAN87] R. G. Vaughan et J. B. Andersen, « Antenna diversity in mobile communications », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 36, n° 4, p. 149-172, 1987.
- [VISH10] I. Vishwanath, « Broadband impédance matching of antenna radiators », *WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE*, 2010.
- [WAMI98] T. J. Warnagiris et T. J. Minardo, « Performance of a meandered line as an electrically small transmitting antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n° 12, p. 1797-1801, 1998.
- [WOLI97] K.-L. Wong et Y.-F. Lin, « Small broadband rectangular microstrip antenna with chip-resistor loading », *Electronics Letters*, vol. 33, n° 19, p. 1593-1594, 1997.
- [WOYA98] K.-L. Wong et K.-P. Yang, « Modified planar inverted F antenna », *Electronics Letters*, vol. 34, n° 1, p. 7-8, 1998.
- [YDGF07] D. Yuan, Z. Du, K. Gong, et Z. Feng, « A Novel Dual-Band Printed Diversity Antenna for Mobile Terminals », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n° 7, p. 2088-2096, 2007.
- [YOUL64] D. C. Youla, « A New Theory of Broad-band Matching », *IEEE Transactions on Circuit Theory*, vol. 11, n° 1, p. 30-50, 1964.

Chapitre 4 MESURES DES PERFORMANCES DES SYSTEMES MULTI- ANTENNAIRES DANS DIFFERENTS ENVIRONNEMENTS DE PROPAGATION

4.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre 1, nous avons montré que l'onde se propageant dans le canal de propagation peut subir plusieurs mécanismes de transformation parmi lesquels la réflexion, la diffusion et la diffraction. De ces mécanismes naît la propagation multi-trajets provoquant un signal reçu résultant de plusieurs répliques du signal émis. Ces répliques peuvent s'ajouter, à la réception, de manière destructive (signal reçu très faible) ou de manière constructive (signal reçu fort). L'évanouissement du signal est un paramètre perturbant fortement la transmission qui réduit les performances des systèmes de communication.

L'implémentation de la diversité d'antennes est une solution utilisée pour lutter contre les phénomènes de multi-trajets et d'évanouissement du signal. Dans le chapitre 3, nous avons vu que pour maximiser les performances des systèmes multi-antennaires, une forte isolation entre les antennes est nécessaire. Ainsi il devient important d'évaluer les performances des systèmes multi-antennaire en diversité et MIMO. Les performances de diversité et la capacité du canal sont les propriétés principales pour la caractérisation des systèmes multi-antennaires.

Dans ce chapitre nous présentons les mesures des performances en diversité et MIMO des systèmes multi-antennaires présentés dans le chapitre 3. Ces systèmes multi-antennaires seront mesurés dans divers environnements réalistes tels que le modèle GRIMM (Géométrie et Rayons pour l'Ingénierie Micro-cellulaire) développé par France Télécoms R&D, le modèle WINNER II (Wireless World Initiative New Radio phase II) implémenté dans SystemVue et le modèle AAU développé par l'Université d'Aalborg (Danemark), qui reproduisent tous trois des environnements multi-trajets issus de mesures du canal de propagation

4.2 EVALUATION DES PERFORMANCES EN DIVERSITE ET MIMO DANS LES ENVIRONNEMENTS DE PROPAGATION

La propagation des ondes électromagnétiques en communication mobile est caractérisée par la présence de trajets multiples résultant des mécanismes tels que la réflexion, la réfraction, la diffraction et la diffusion. Ainsi dans cet environnement multi-trajets, les ondes incidentes sur les antennes du mobile vont avoir des angles d'arrivées (AoA) différents [TOUN08].

Pour la simulation d'un environnement réel de propagation, l'introduction de modèles pour le canal de propagation est essentielle. Un modèle de canal peut-être caractérisé par une

fonction de transfert correspondant à un certain environnement de propagation (plus ou moins réaliste).

L'évaluation des performances MIMO d'un système multi-antennaires nécessite une modélisation précise de l'environnement de propagation. Il existe plusieurs modèles fournissant les caractéristiques des chemins de propagation dans différents environnements. Dans cette partie nous présentons les divers environnements réalistes utilisés pour la mesure des performances en MIMO de nos systèmes multi-antennaires et les résultats de mesure de nos antennes.

L'évaluation des performances dans divers environnements a nécessité certaines collaborations, notamment avec le laboratoire Orange Labs La Turbie dans le cadre du CREMANT, l'Université d'Aalborg (Danemark) et le groupe du Professeur Gert Pedersen particulièrement avec Boyan Yanakiev qui était en charge de la campagne de mesure de nos antennes.

4.2.1 Le modèle AAU

4.2.1.1 Modèle de distribution AAU

Comme décrit dans [YANA11] le modèle de distribution AAU est un modèle de distribution de puissance pour une propagation de l'extérieur (outdoor) vers l'intérieur (indoor) défini dans [KNPE02] en conséquence de vastes mesures effectuées dans la ville d'Aalborg au Danemark. Puisque les mesures postérieures ([YNC12]) se sont déroulées dans un scénario global semblable (stations de base à l'extérieur et terminal mobile à l'intérieur d'une pièce avec des fenêtres), ce modèle de canal représente des conditions assez réalistes. Le modèle de distribution de puissance est une description statistique d'une variété très riche de scénarios : étages multiples, pièces et stations de base à des distances variables. La caractéristique principale est une seule direction d'arrivée des rayons par les ouvertures de la pièce (fenêtres) pour chaque polarisation avec des diffusions différentes. Ce modèle est dérivé des travaux faits dans [ANPE02]. Comme le modèle est basé sur des mesures, le taux de polarisation croisé est donné explicitement comme $XPR=5,5$ dB et les paramètres utilisés du modèle sont ceux donnés dans [KNPE02].

4.2.1.2 Le modèle de propagation de AAU

La description de ce modèle se fera en s'appuyant sur celle donnée dans [YANA11]. L'utilisation efficace de modes de multiplexage spatial dans un système MIMO exige un environnement de diffusion riche avec une large dispersion angulaire des diffuseurs tant du côté émetteur que du côté récepteur. Dans une tentative de créer un scénario réaliste pour les mesures de nos systèmes, une configuration avec deux stations de bases (BS1 et BS2) est utilisée [NYBC12, YNCP12]. BS1, placée à une distance de 150m du bâtiment de mesure avec une ligne de vue directe partielle (une petite fenêtre permet d'avoir une ligne en vue directe), est prévue pour mener à de hautes capacités de canal. Les antennes sont placées à une hauteur (≈ 14 m) proche de celle du toit du bâtiment de mesure. Par contre, la BS2 (≈ 60 m de hauteur) est placée à une distance de 500m du bâtiment de mesure sur un immeuble plus élevé que les bâtiments environnants. Le tableau 4.1 donne les détails des stations de base et la figure 4.1 donne une vue du site de mesure et la station de base lointaine (BS2) à partir de la station de base proche (BS1).

Paramètres	Unités	Station de base (BS1)	Station de base (BS2)
Hauteur	m	≈ 14	≈ 60
Nombre Tx 796 MHz		2	2
Nombre Tx 2300 MHz		2	2
Distance du site de mesure	m	≈ 150	≈ 500

Tableau 4.1 Détails des stations de bases



Figure 4.1 Vue de la station de base lointaine et du site de mesure à partir de la station de base proche

La station de base distante (BS2) placée en haute altitude représente une cellule de type « Umbrella Cell » (couverture en forme de parapluie) et la station de base proche (BS1) à une altitude basse représente une cellule locale à haute capacité.

Un sondeur de canal a été utilisé pour les deux bandes, tous les émetteurs (Tx) et quatre terminaux mobiles simultanément. Il a été configuré une fréquence d'échantillonnage de la réponse impulsionnelle à 400 MHz, avec $N_{IR} = 1500$ échantillons et un temps de mesure $T_{meas} = 20$ s. Ceci se traduit par un délai de résolution $\Delta\tau = 2,5$ ns, un temps de mesure par échantillon spatial $T_{IR} = 3,75$ μ s et une résolution fréquentielle $\Delta f = 266,67$ kHz. Ce qui correspond aussi à une fréquence d'échantillonnage spatiale de $F_{sample_space} = 60$ Hz qui est suffisante pour une faible vitesse de déplacement. Les fréquences du sondeur sont données dans le tableau 4.1.

Le site de mesure représenté dans la figure 4.2 est d'environ 60 m de long sur le toit de l'immeuble de l'Université d'Aalborg. Les mesures ont été prises sur le dernier étage, où le toit a de larges ouvertures en verre. La chambre de mesure est d'environ 30m de profondeur dans l'immeuble (figure 4.1) avec non ligne de vue directe. La station de base lointaine est en vue directe par rapport au toit.

A l'intérieur de la chambre de mesure cinq carrés sont dessinés sur le plancher : quatre plus petits et un grand entourant les plus petits (figure 4.2). Avec les quatre petits carrés, les utilisateurs (marqués par les petits android) se déplacent aléatoirement dans les deux sens toujours dans le sens de la flèche correspondante. De ce fait une moyenne locale est mesurée pour la position et l'orientation données. Quand toutes les quatre orientations sont mesurées, le mouvement est du coin A à A autour du grand carré divisant le temps de mesure en quatre sections égales. Le sondeur est placé à environ 5 m du site de mesure. Toutes les fibres optiques sont distribuées aux différents terminaux mobiles à partir d'un emplacement central pour éviter de les tordre et de les plier.

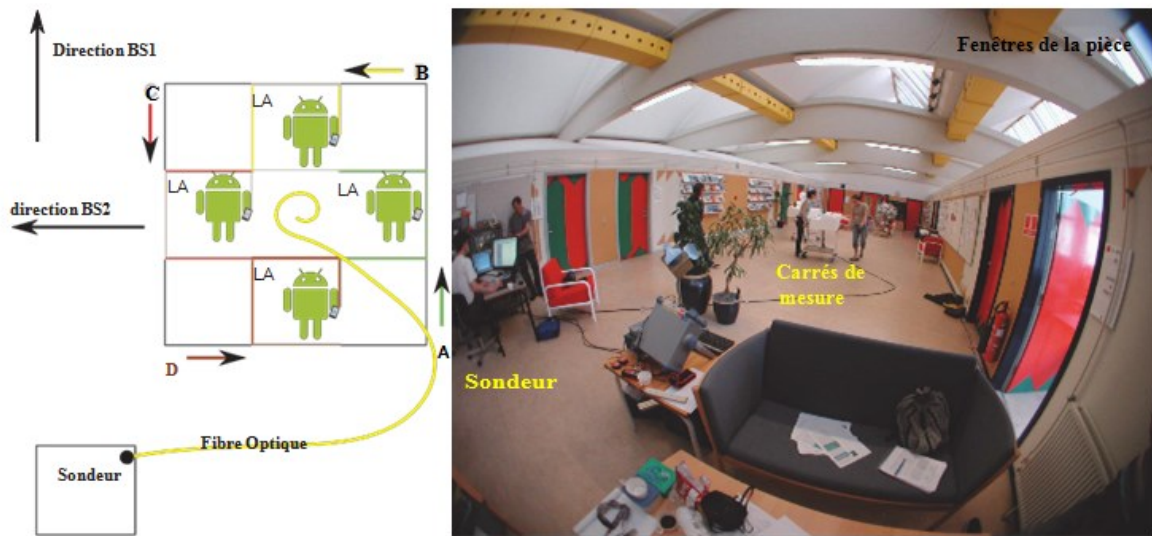


Figure 4.2 Site de mesure: description à gauche et œil panoramique à droite

Pour les mesures différents scénarios sont définis : quatre en mode sans utilisateur, cinq en mode avec utilisateurs et un avec fantôme. Le fantôme utilisé est un mannequin anthropomorphique spécifique standard (tête et torse) comme défini dans [CTIA09]. La main utilisée est faite de telle sorte qu'elle respecte au mieux les recommandations de CTIA en mode « appel ». Il est à noter que la main utilisée n'est pas adéquate pour les téléphones de grande taille. Les résultats ne peuvent pas être comparés à une mesure en chambre avec le fantôme main en mode « données » approuvé du CTIA. En mode DMP (Data Mode Portrait), pour les cas DMLR (Data Mode Landscape Right tilt) et DMLL (Data Mode Landscape Left tilt), les mesures sont faites en positionnant les mobiles dans des supports spécifiques faits de polystyrène. Le bloc est mis ensuite sur un chariot et se déplace sur les mêmes pistes représentés sur la figure 4.2. Dans le cas DMFL (Data Mode FFlat on surface), les mobiles sont placés directement sur le chariot simulant le mode modem sur une table de bureau. Dans le cas des petits mobiles (le cas de notre système multi-antennaires), le mode « prise avec les deux mains » est utilisée (comme montré dans [YNCP12]). Les figures 4.3 et 4.4 donnent respectivement des images des mobiles en mode avec et sans utilisateur.

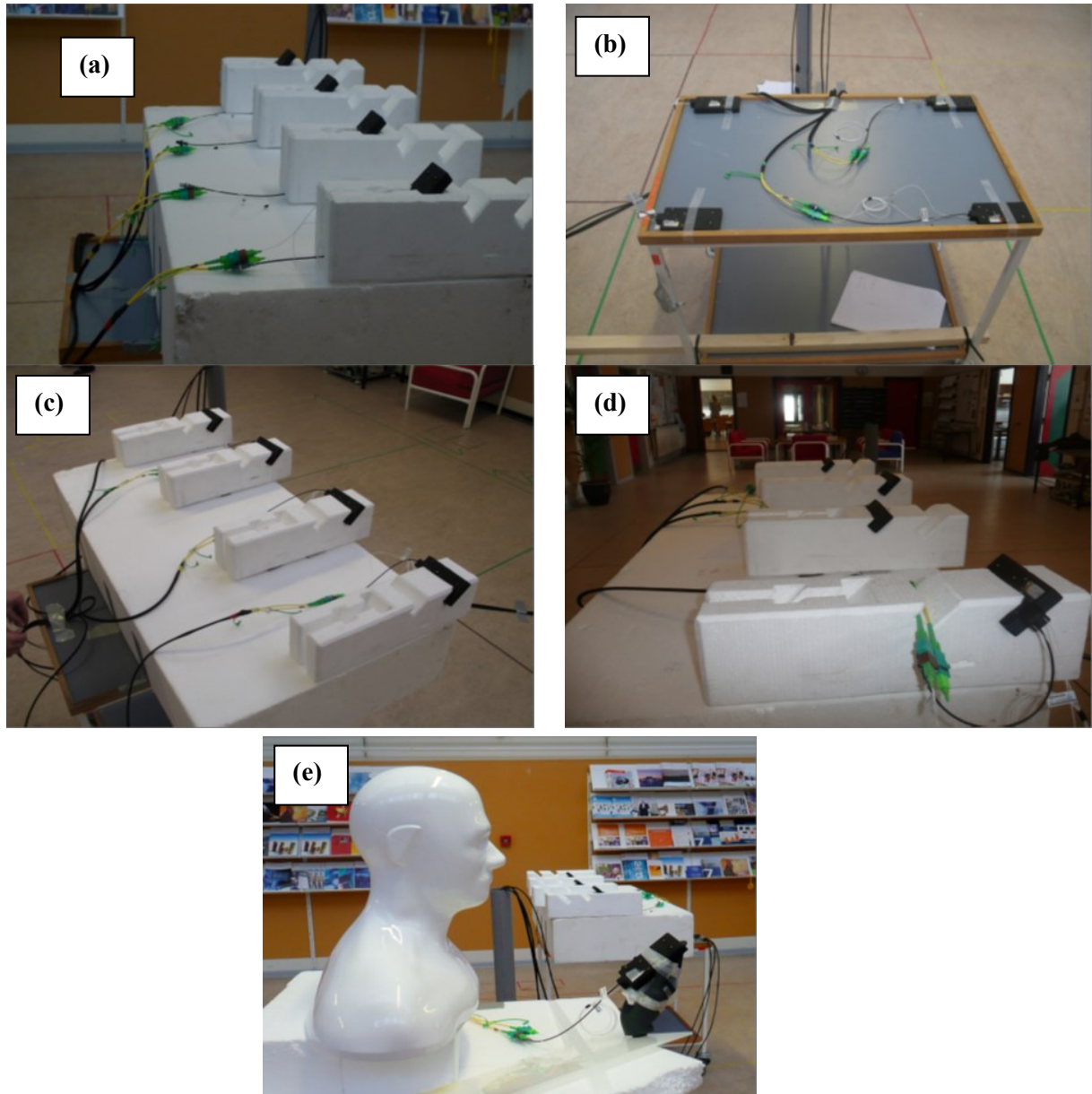


Figure 4.3 Scénarios de mesure en mode sans utilisateur et configuration fantôme SAM : (a) cas DMP, (b) cas DMFL, (c) cas DMLR, (d) cas DMLL et (e) fantômes SAM et main CTIA configuration en mesure

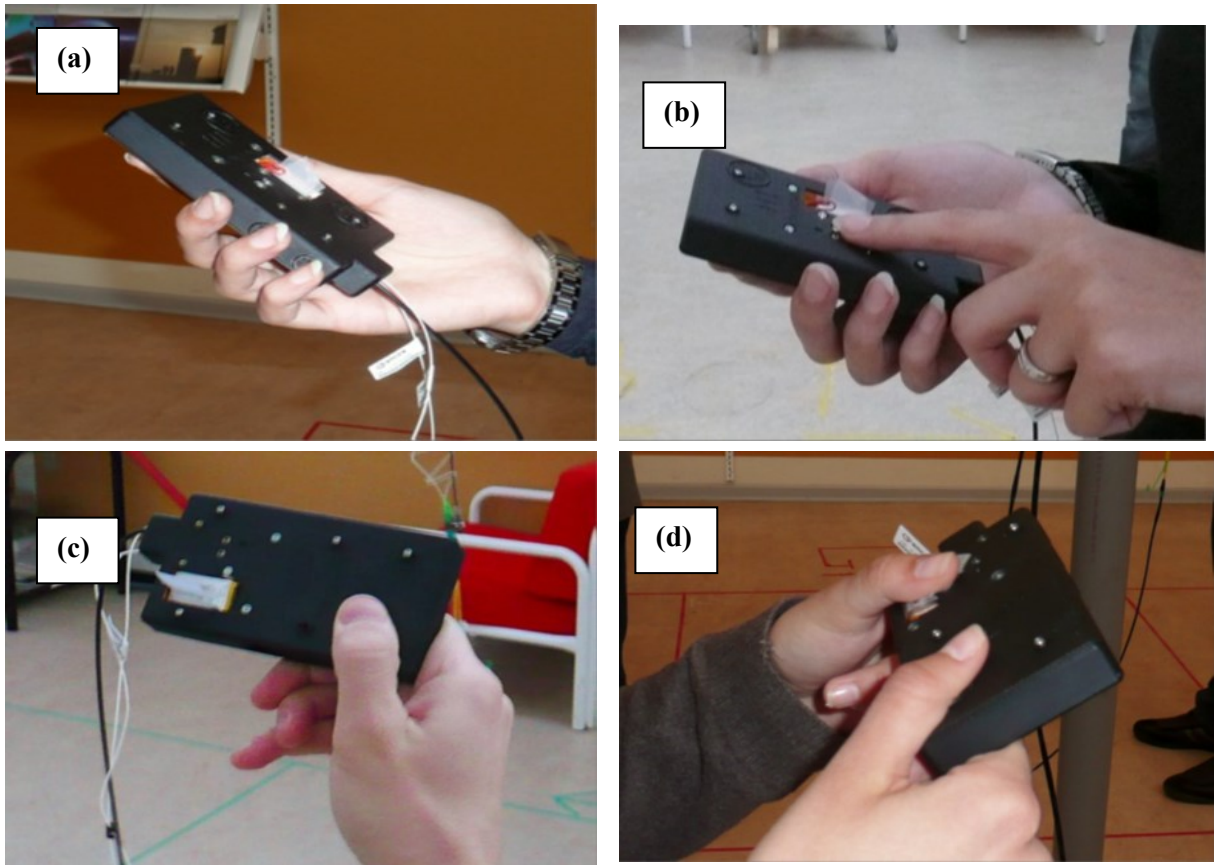


Figure 4.4 Prises mode avec utilisateur : (a) cas mode Portrait avec la main droite, (b) cas mode Portrait avec deux mains, (c) mode Paysage avec main droite inclinaison droite (d) mode Paysage avec deux main inclinaison droite

4.2.1.3 Performances du système multi-antennaires planaire

4.2.1.3.1 Evaluation des performances en diversité

Les performances du système multi-antennaires, en terme de corrélation, sont analysées sur deux aspects différents : « Etape conception » défini comme l'évaluation de performances par les mesures de vérification en laboratoire et « Réalité » défini comme l'évaluation des performances dans un environnement de propagation réel avec ou sans utilisateurs.

L'enveloppe de corrélation et le Gain Effectif Moyen (MEG) de notre système sont évalués à partir les diagrammes de rayonnement (paramètres de conception) mesurés avec l'alimentation par fibre optique et avec le câble pour différents modèles d'environnement sans utilisateurs. Les tableaux 4.2.a, 4.2.b, 4.2.c, et 4.2.d donnent les différents résultats pour les différents modèles.

Mesure optique à 796 MHz									
Canal isotropique				Canal Taga (Gaussien)					
	ANT1	ANT2			ANT1	ANT2			
MEG (dB)	-2.911	-2.911		MEG (dB)	-1.540	-1,555			
Env. Corr.	0.253			Env. Corr.	0.512				
						Canal AAU			(a)
							ANT1	ANT2	
						MEG (dB)	-0,704	-0,571	
						Env. Corr.	0.699		

Mesure Câble à 796 MHz									
Canal isotropique				Canal Taga (Gaussien)					
	ANT1	ANT2			ANT1	ANT2			
MEG (dB)	-2.911	-2.911		MEG (dB)	-1.945	-1.861			
Env. Corr.	0.054			Env. Corr.	0.2807				
						Canal AAU			(b)
							ANT1	ANT2	
						MEG (dB)	-1.184	-1.364	
						Env. Corr.	0.505		

Mesure optique à 2300 MHz									
Canal isotropique				Canal Taga (Gaussien)					
	ANT1	ANT2			ANT1	ANT2			
MEG (dB)	-2.911	-2.911		MEG (dB)	-2.809	-2.099			
Env. Corr.	0.384			Env. Corr.	0.188				
						Canal AAU			(c)
							ANT1	ANT2	
						MEG (dB)	-2.522	-3.152	
						Env. Corr.	0.059		

Mesure Câble à 2300 MHz									
Canal isotropique				Canal Taga (Gaussien)					
	ANT1	ANT2			ANT1	ANT2			
MEG (dB)	-2.911	-2.911		MEG (dB)	-2.606	-2.531			
Env. Corr.	0.246			Env. Corr.	0.107				
						Canal AAU Spatial Fading			(d)
							ANT1	ANT2	
						MEG (dB)	-2.655	-2.858	
						Env. Corr.	0.04		

Tableau 4.2 MEG et Enveloppe de corrélation pour différents modèles d'environnements en bande basse et bande haute

Le tableau 4.2 montre la corrélation et le MEG calculés au niveau de chaque antenne. Les résultats montrent que la valeur de l'enveloppe de corrélation dans les différents environnements du système multi-antennaire est inférieure à la limite théorique le plus fréquemment souhaitée pour une bonne dé-corrélation qui est de 0,7. Ces faibles valeurs de corrélation n'entraînent qu'une très faible dégradation du gain de diversité. Pour ce qui est du MEG évalué sur chaque antenne, la variation notée dans les différents environnements n'est pas significative. Les valeurs de MEG obtenues sur chaque antenne dans tous les environnements sont quasi-identiques, ce qui donne un rapport MEG1/MEG2 qui se rapproche de l'unité, ce qui est justement, la valeur recherchée pour avoir les meilleures performances possibles en diversité.

Le modèle AAU est un modèle de propagation « outdoor to indoor » ce qui veut dire que la plupart de l'énergie du signal passe à travers les ouvertures des bâtiments et pour cette raison

la distribution est plus directionnelle. Cet environnement sera utilisé pour l'évaluation des performances de notre système multi-antennaires. Pour évaluer ces performances dans de telles conditions réalistes, une campagne de mesure à grande échelle a été effectuée dans l'environnement urbain typique présenté précédemment.

Les performances présentées par la suite sont basées sur plusieurs mesures. Par exemple, la corrélation mesurée en mode sans utilisateur est basée sur 25 mesures le long des quatre côtés de la pièce de mesure. Les performances sont évaluées pour les deux bandes (basse et haute) de transmission. Ces mêmes mesures sont utilisées pour le calcul de la capacité de canal MIMO. L'évaluation des performances est faite pour les utilisations en mode sans utilisateur et en mode avec utilisateur. Différents scénarios sont explorés en espace libre : DMP, PHR, DMLR, DMFL.

La figure 4.5 montre une représentation des valeurs de l'enveloppe de corrélation pour la bande basse de notre système multi-antennaire planaire en mode sans utilisateur. Dans la figure NB:Tx1/2 représente les Tx de la station de base BS1 et FB:Tx3/4 représente les Tx de la station de base BS2. Les valeurs sous l'axe des abscisses représentent les différents scénarios et les lettres A/B/C/D sur l'abscisse représentent les différents côtés du carré. Les points multiples pour chaque côté sont dus aux mesures répétées. Ces mesures ont une valeur moyenne $\rho_e = 0,45$ et une déviation standard de $\sigma = 0,26$. La fonction PDF de ces mesures est représentée par la figure 4.6.

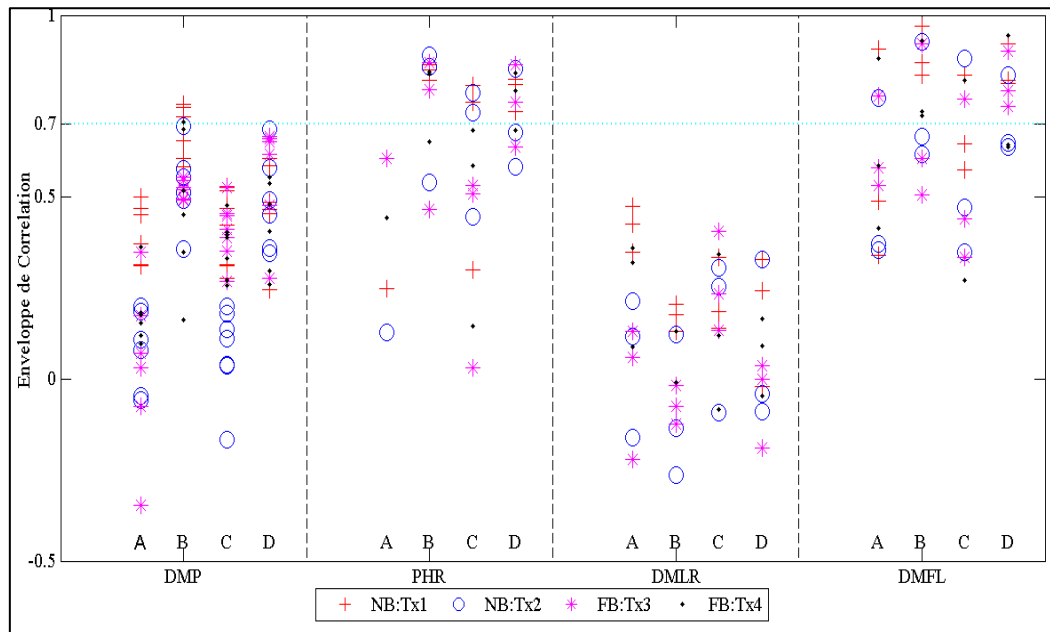


Figure 4.5 Enveloppe d corrélation en basse fréquence (796MHz) du système multi-antennaire planaire

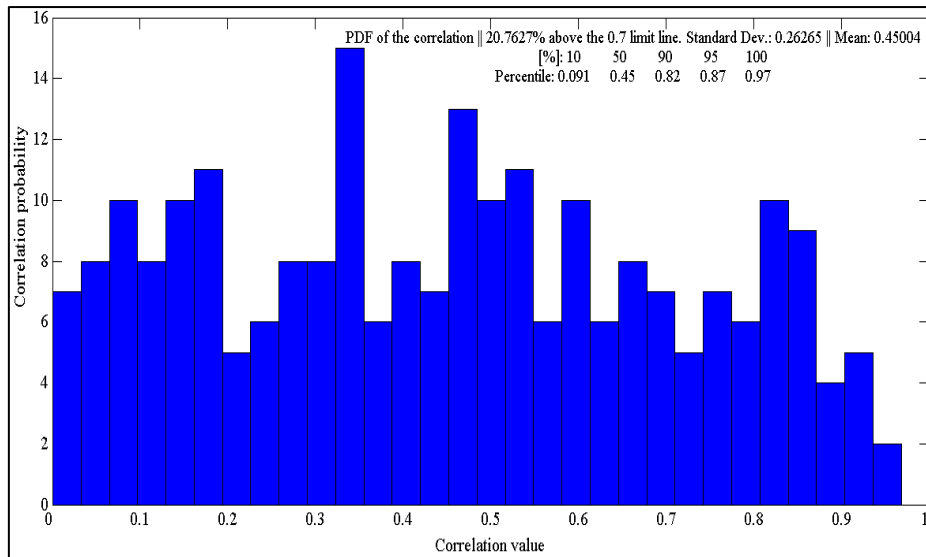


Figure 4.6 Fonction de densité de probabilité (PDF :Probability Density Function) de l'enveloppe de corrélation de la figure 4.5

On peut voir que la valeur de la corrélation représentant 50% percentile est $\rho_e = 0,45$ qui n'est pas trop différent de la valeur de la corrélation obtenue précédemment l'aspect « Etape conception » ($\rho_e = 0,505$).

L'enveloppe de corrélation est aussi tracée en bande haute (à 2300 MHz) de la même manière qu'en bande basse. La figure 4.7 donne l'enveloppe de corrélation pour chaque scénario et sur les différents côtés du carré. La figure 4.8 donne la fonction PDF de l'enveloppe de corrélation.

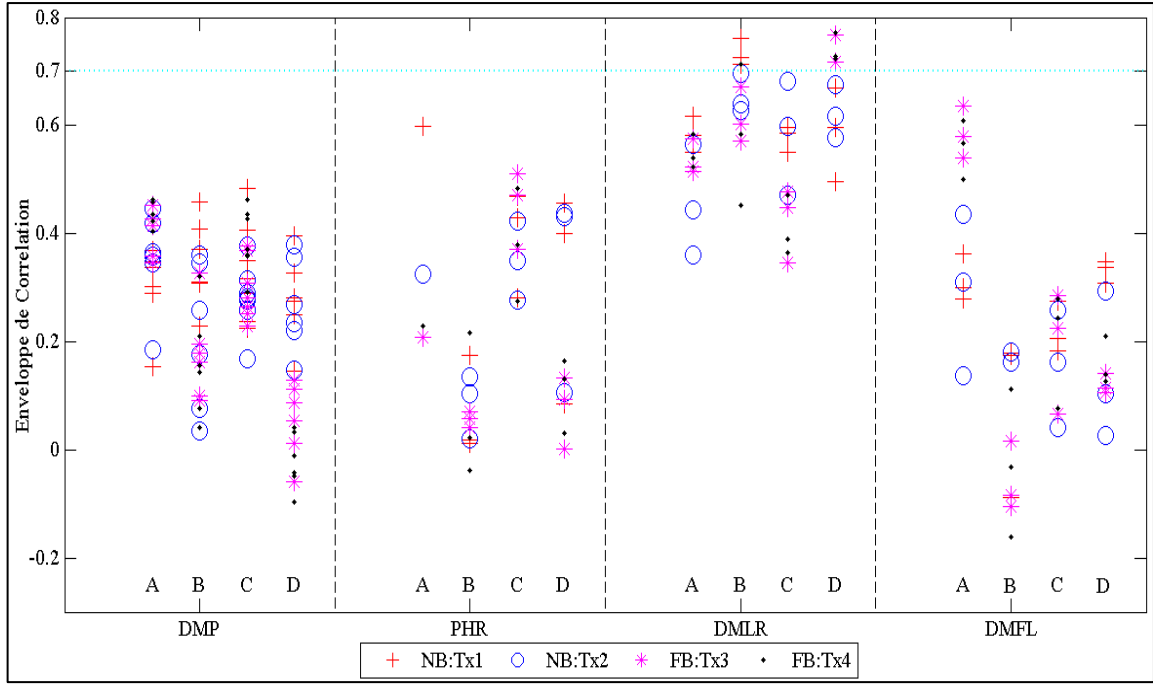


Figure 4.7 Enveloppe de corrélation en haute fréquence (2300MHz) du système multi-antennaire planaire

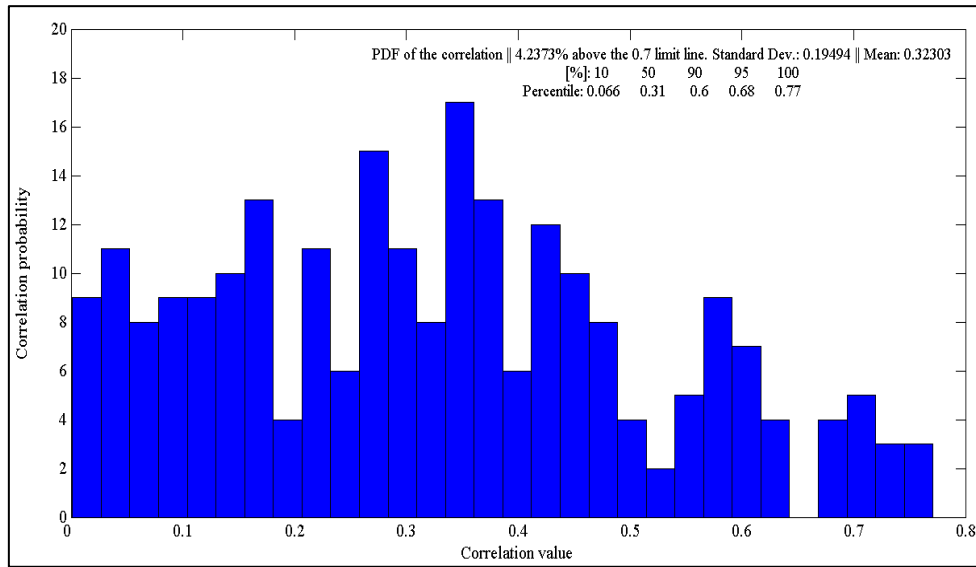


Figure 4.8 Fonction de densité de probabilité (PDF :Probability Density Function) de l'enveloppe de corrélation de la figure 4.7

La valeur moyenne de l'enveloppe de corrélation est de $\rho_e = 0,32$ qui est très inférieure de la limite théorique souhaitée de 0,7. La figure 4.8 montre que 4,24% des mesures donnent une corrélation qui dépasse cette limite théorique ce qui laisse à conclure que la corrélation que l'on peut obtenir en bande haute est faible.

Comme exprimé dans le chapitre 1, une bonne diversité se traduit par le fait que les niveaux de puissance des signaux reçus des différentes antennes du système ne doivent pas être trop

différents. Pour illustrer cela, le BPR (Branch Power Ration) de notre système multi-antennaire est calculé. Comme la corrélation, le BPR est calculé avec différents scénarios en mode sans utilisateur.

Les figures 4.9 et 4.10 donnent les BPR à 796MHz et 2300 MHz pour les différents scénarios et les différents côtés du carré et la fonction de densité de probabilité du BPR.

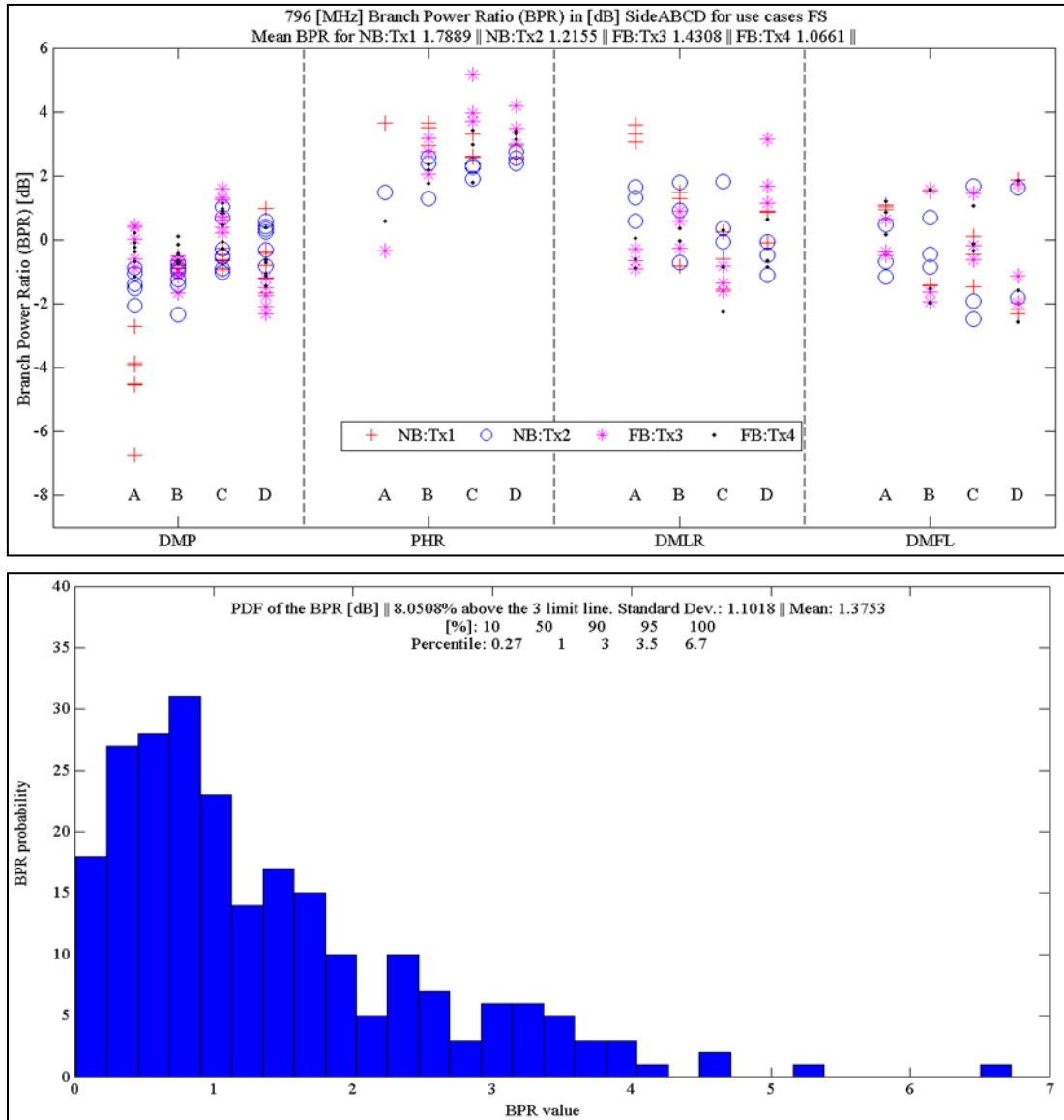


Figure 4.9 BPR et PDF du BPR du système multi-antennaire à 796 MHz

La valeur moyenne du BPR est supérieure à la limite de -3 dB que ça soit par rapport à un Tx donné ou par rapport à toutes les mesures représentées dans la figure ci-dessus. Le BPR est défini comme étant égal à:

$$BPR = \frac{P_{\min}}{P_{\max}} \quad \text{ou} \quad BPR = \min\left(\frac{MEG_1}{MEG_2}, \frac{MEG_2}{MEG_1}\right) \quad (3.12)$$

La valeur moyenne obtenue est de -1,3 dB ce qui montre que les niveaux des puissances des signaux des différentes antennes ne sont pas très différents.

La même observation est faite en bande haute (voir figure 4.10) où la valeur moyenne est supérieure à -3 dB.

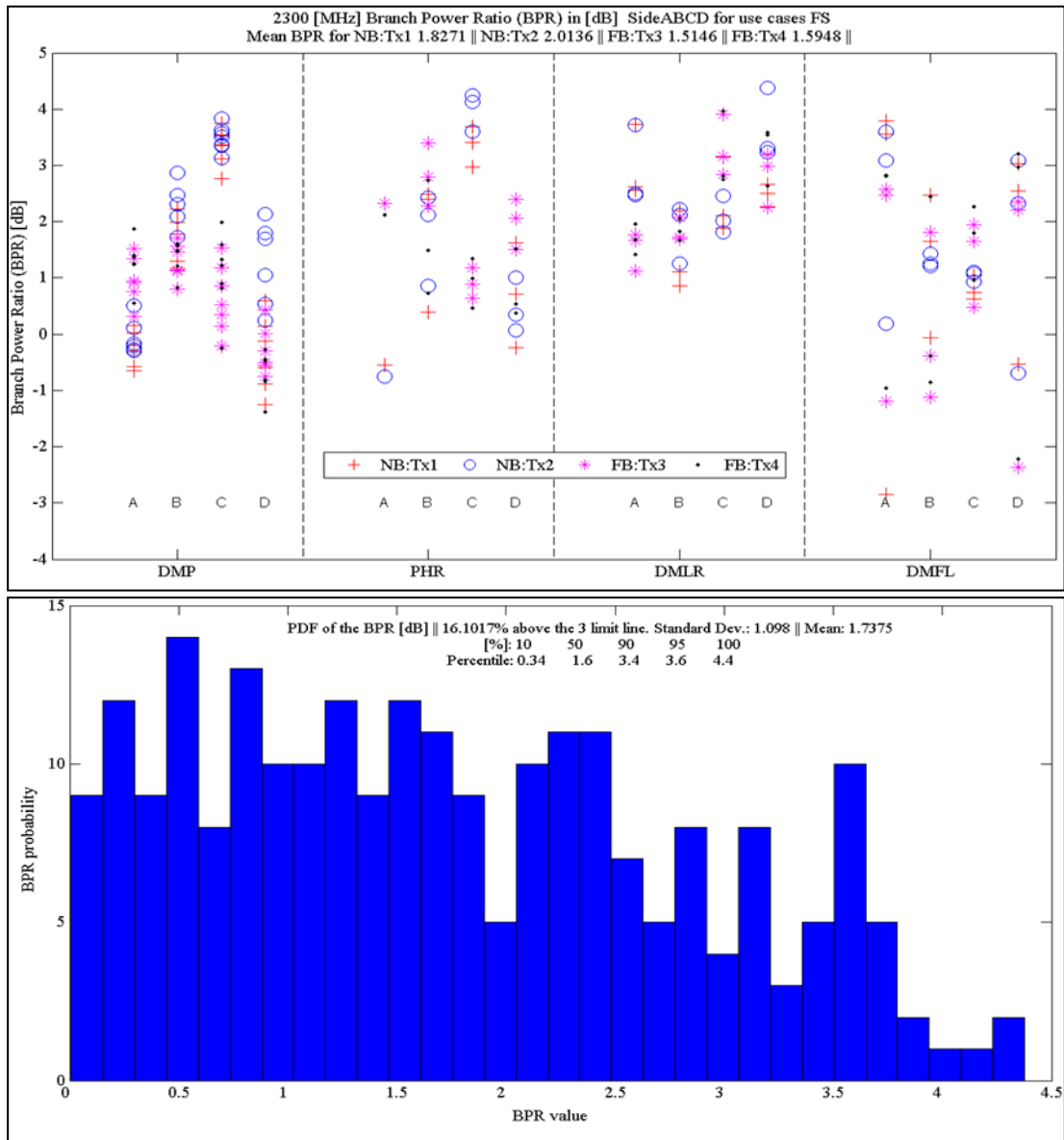


Figure 4.10 BPR et PDF du BPR du système multi-antennaire à 2300 MHz

L'introduction de l'utilisateur a été étudiée et comme dans le cas mode utilisateur, l'enveloppe de corrélation pour les différents utilisateurs dans les différents côtés du carré est

tracée. La figure 4.11 donne la représentation de la corrélation pour différents scénarios. Les chiffres sous l'abscisse représentent les utilisateurs. Plusieurs scénarios ont été expérimentés : PTH (Portrait mode with Two Hand), PHR (Portrait mode with Right Hand), LRHR (Landscape mode, Right tilt, Right Hand only), LRHL (Landscape mode, Right tilt, Left Hand only) et LRTH (Landscape mode, Right tilt, Two Hand).

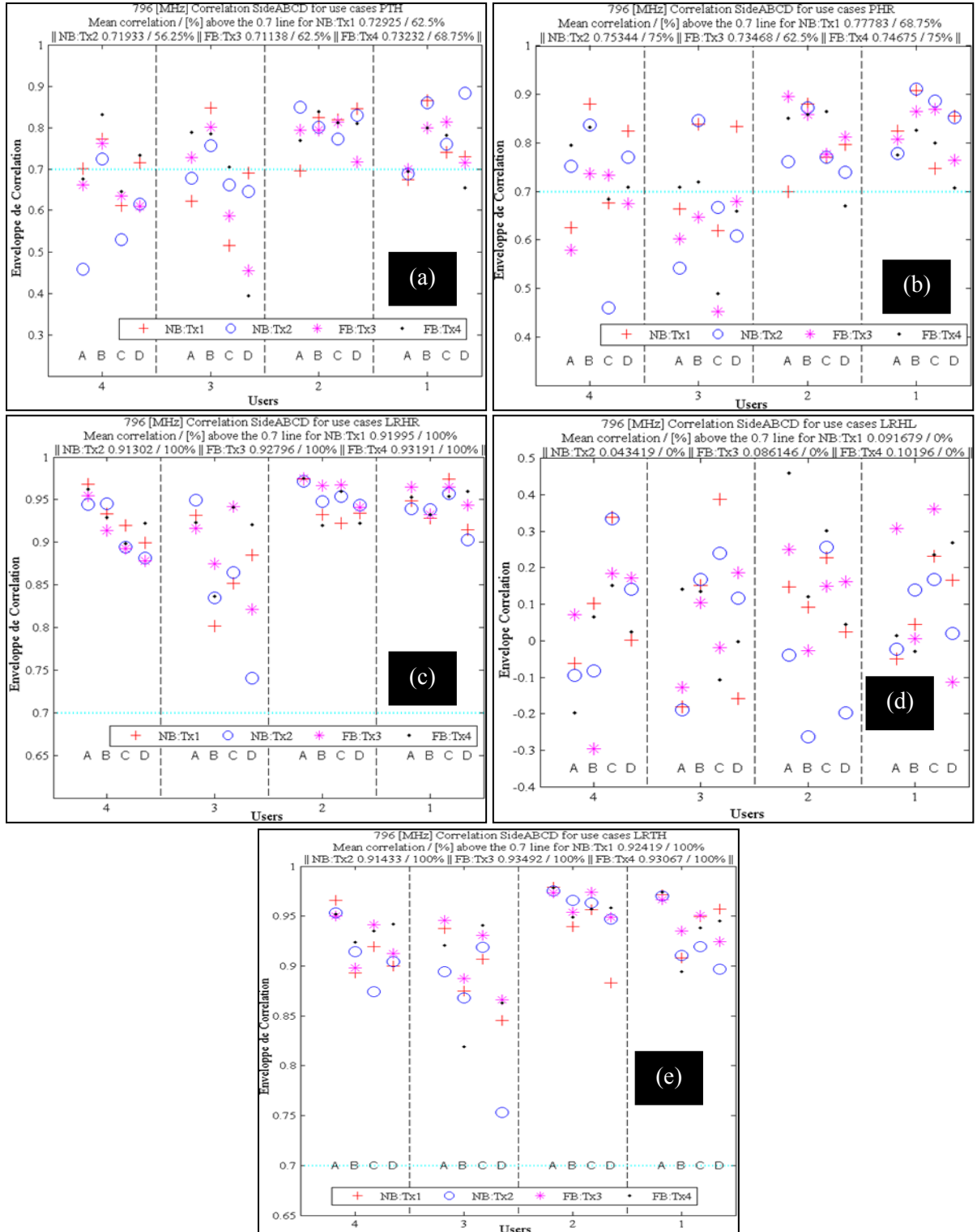


Figure 4.11 Enveloppe de corrélation mode utilisateur à 796 MHz des différents scénarios : (a) PTH, (b) PRH, (c) LRHR, (d) LRHL, (e) LRTH

L'observation de ces courbes montre que la présence de l'utilisateur mène à une importante corrélation ; la valeur moyenne obtenue est supérieure à la limite théorique 0,7. Cela peut s'expliquer par la ligne de neutralisation utilisée pour le découplage des antennes qui est très sensible à l'influence de l'utilisateur en basse fréquence. La figure 4.12 donne l'enveloppe de corrélation en haute fréquence. Contrairement à la basse fréquence, la présence de l'utilisateur n'a pas trop dégradé l'enveloppe de corrélation car la valeur moyenne est très inférieure à la limite théorique.

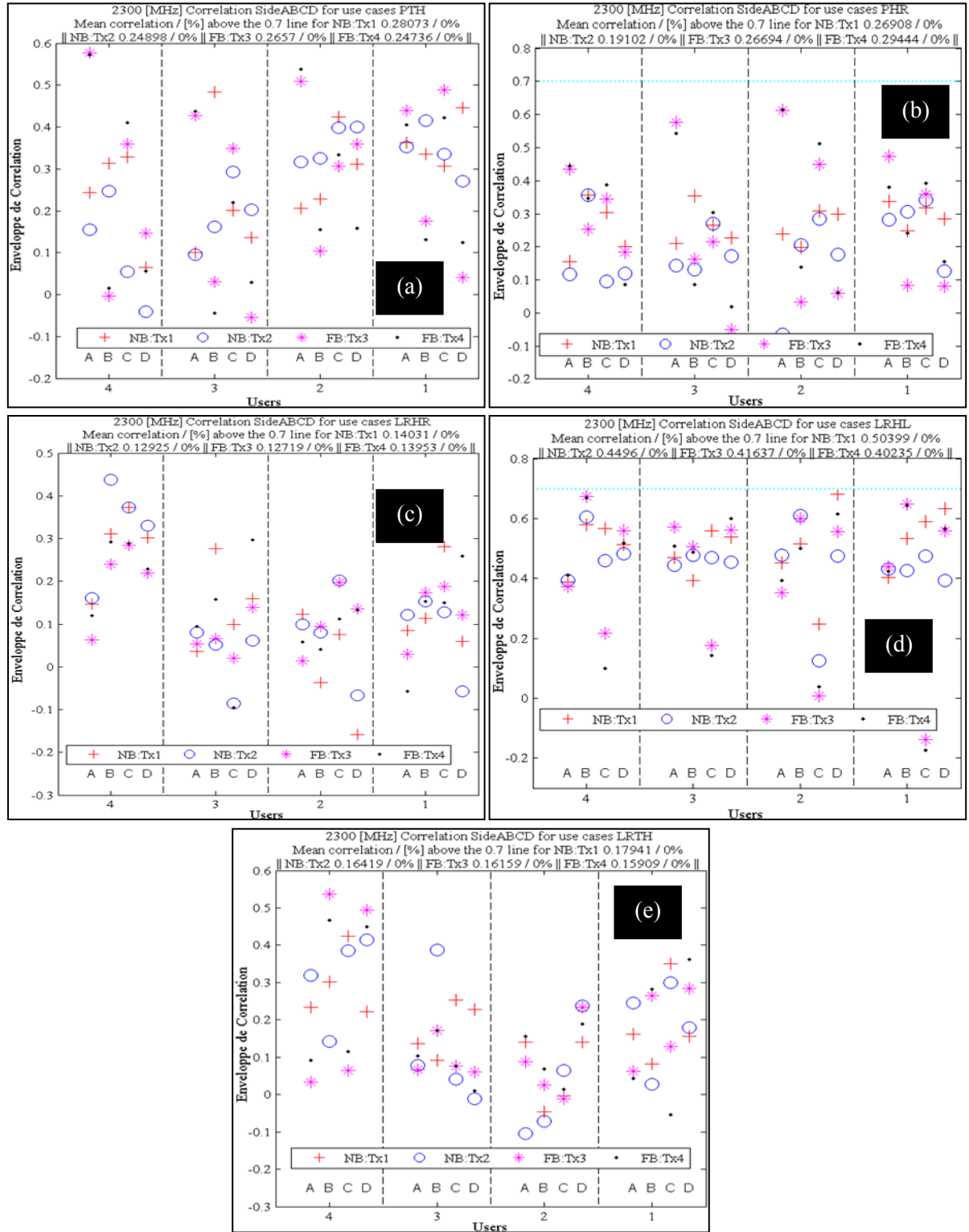


Figure 4.12 Enveloppe de corrélation mode utilisateur à 2300 MHz des différents scénarios : (a) PTH, (b) PRH, (c) LRHR, (d) LRHL, (e) LRTH

4.2.1.3.2 Capacité de canal MIMO

La capacité de canal du système multi-antennaire a été aussi évaluée avec l'outil AAU à la fréquence 796 MHz en modes « sans utilisateur » et « avec utilisateurs » pour les différents scénarios. Plusieurs configurations des Tx sont explorées : NB 2x2 ; FB 2x2 ; NB-FB 4x2 où NB et FB représentent respectivement BS1 et BS2 et $n \times m$ représente la taille de la matrice du canal. Les figures 4.13 et 4.14 donnent les capacités en fonction du SNR pour différents scénarios en mode sans utilisateur et en mode avec utilisateurs.

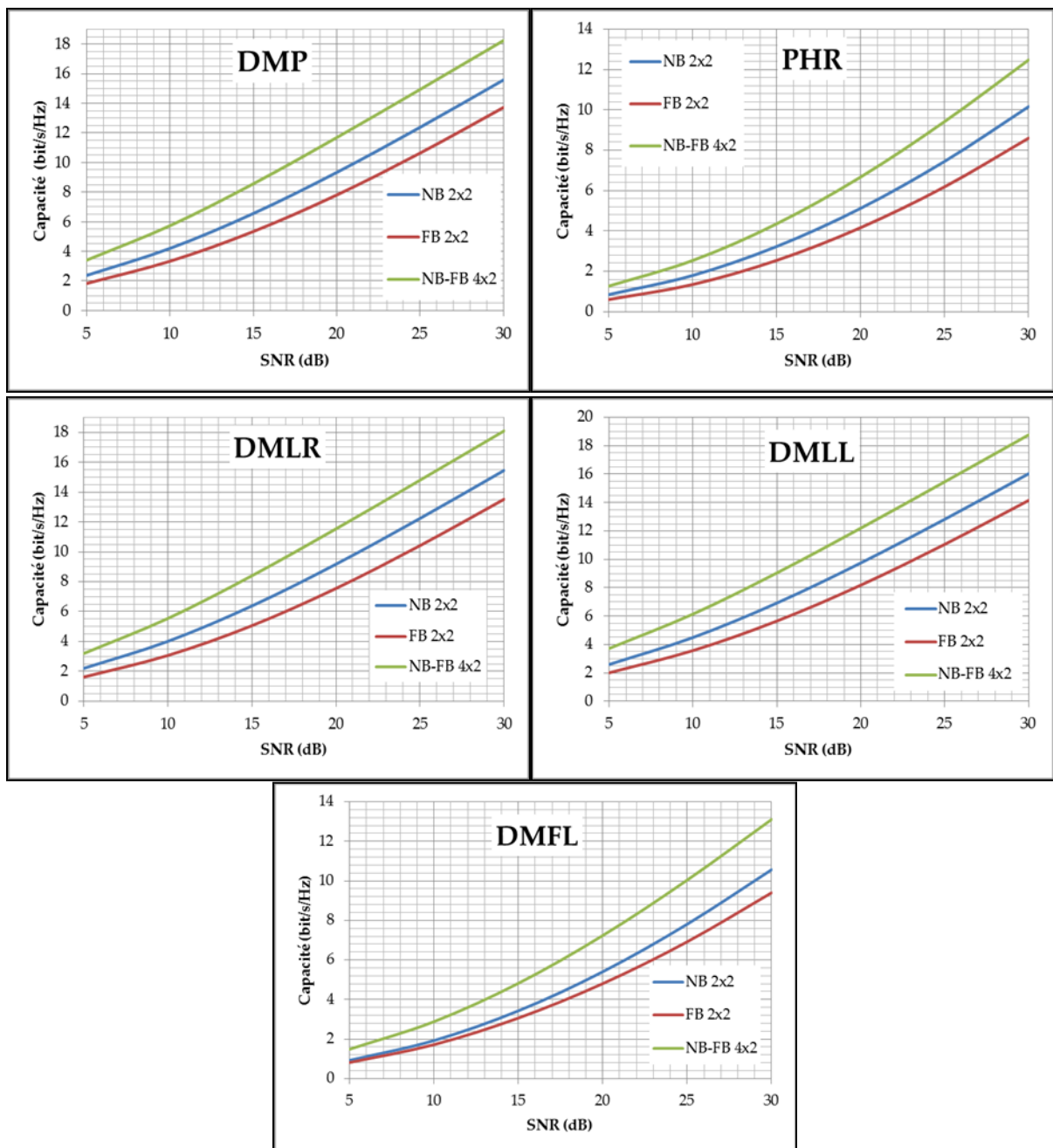


Figure 4.13 Capacité de canal en espace libre pour différents scénarios

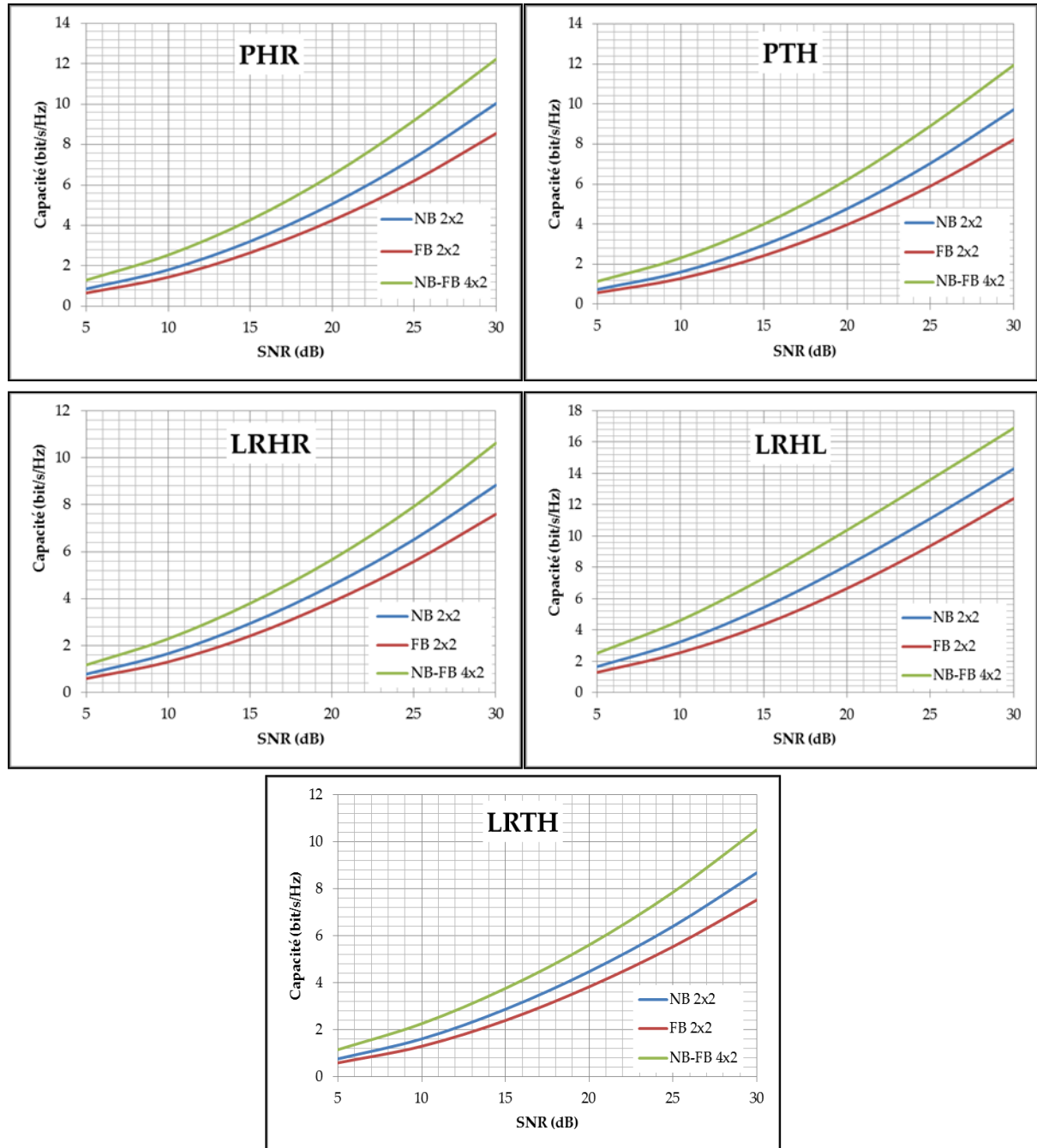


Figure 4.14 Capacité de canal mode utilisateurs pour différents scénarios

La première observation qui résulte des deux figures est l'évolution de la capacité en fonction de la configuration utilisée. Par rapport aux deux stations de base, la capacité est toujours supérieure avec la station de base BS1, ce qui est normal car celle-ci est plus proche. Pour chaque figure on peut noter une variation de la capacité du canal d'un scénario à un autre. Cela peut être compris en liant les courbes de capacité aux courbes de corrélation : une importante corrélation mène à une faible capacité de canal et vice versa. L'autre aspect est l'ajout d'un utilisateur qui réduit la capacité de canal obtenue en mode sans utilisateur.

On peut également constater la variation quasi constante de la capacité, pour un SNR fixé, d'une configuration à une autre quel que soit le scénario utilisé. Ceci permet de conclure que l'orientation du mobile fait varier les performances en diversité et en MIMO de notre système multi-antennaire car cet effet fait aussi varier la corrélation et le BPR ainsi que la capacité du canal.

4.2.2 Le modèle GRIMM

4.2.2.1 Le modèle de propagation GRIMM

Le modèle GRIMM est développé par France Télécom R&D depuis 1992. C'est un modèle physique à rayons en trois dimensions qui conjugue les méthodes de lancer et de tracé de rayons en environnement cellulaire ou micro-cellulaire [ROGA02]. Ce modèle est capable de calculer, dans un grand espace ($9 \times 9 \text{ km}^2$) d'une zone urbaine dense, l'ensemble complet des rayons entre la station de base et n'importe quelle position mobile incluant les réflexions des murs, la diffraction des toits des immeubles, des coins des blocs et des irrégularités du relief. Ces interactions sont prises rigoureusement dans un ordre quelconque et en nombre suffisant pour atteindre la convergence. Leurs amplitudes sont issues de formules rigoureuses (coefficient de réflexion de Fresnel) excepté pour la prise en compte de la végétation pour laquelle une atténuation empirique a été utilisée. Ce modèle a été validé par de vastes expériences à la fréquence de travail des systèmes antennaires et s'est montré fiable pour prévoir précisément la capacité de canal large bande [ROGA02, VRCS05]. Sa capacité à prévoir la performance MIMO a été validée à 2 GHz par la comparaison avec plusieurs résultats calculés sur la mesure de canal [RVCP00].

La zone de test a été choisie dans une zone urbaine dense dans le centre de Paris (figure 4.15). La station de base est placée à 7 m sur un immeuble de hauteur 25 m. Les bâtiments environnants ont approximativement la même hauteur. L'antenne de la station de base est composée comme ceux des standards opérationnels de deux éléments co-localisés et polarisés à $\pm 45^\circ$ avec des largeurs angulaires du lobe à 3 dB (vertical et horizontal) respectivement de 5.1° et 62° et est orienté à 45° dans l'azimut (nord-ouest).

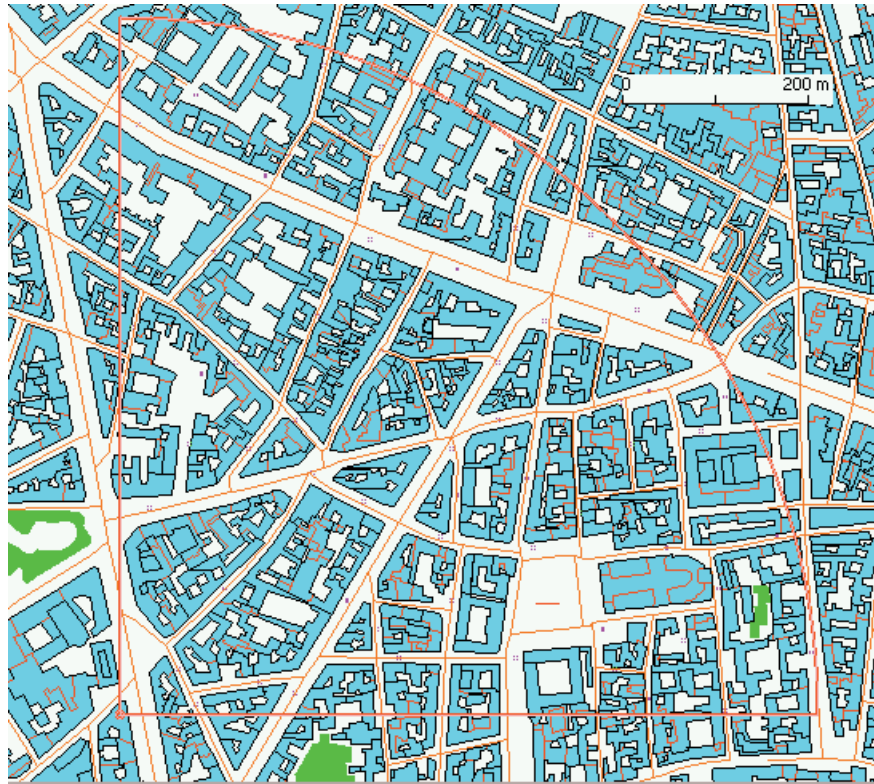


Figure 4.15 Carte de l'environnement de teste : zone urbaine dense dans le centre de Paris

Les simulations de la propagation sont étudiées pour un ensemble de 58 positions mobiles nommées « Macro Position » dans la figure 4.16.

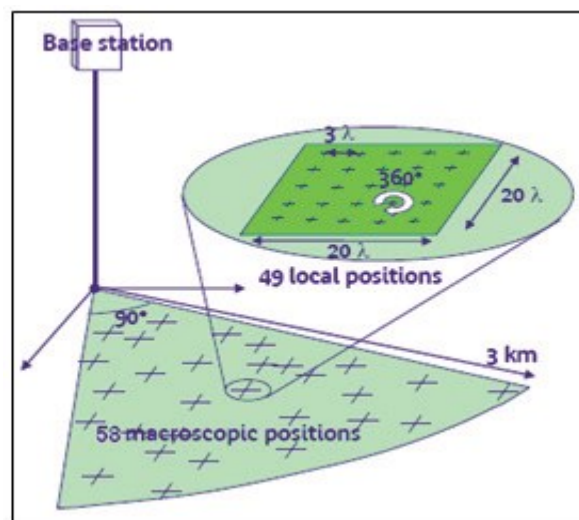


Figure 4.16 Environnement de test : ensemble des macro-positions du mobile.

4.2.2.2 Performances du système multi-antennaire planaire

La capacité de canal de ce système multi-antennaire avec et sans ligne de neutralisation a aussi été évalué avec le modèle GRIMM d'Orange Labs La Turbie dans un environnement

cellulaire urbain. La capacité MIMO a été calculée pour toutes les positions et nous avons extrait la capacité MIMO moyenne de ces calculs. Ces valeurs de capacité en basses fréquences, présentées dans la figure 4.17 en fonction du rapport signal à bruit (SNR), montrent clairement l'amélioration apportée par l'introduction de la ligne de neutralisation puisque nous observons un gain de capacité s'étendant de 12% (SNR = 30 dB) à 46 % (SNR = 5 dB). Notons qu'une amélioration supérieure est observée pour les SNR faibles ce qui signifie que le débit de transmission est mieux amélioré quand les conditions de communication sont difficiles. Cette amélioration peut s'expliquer par l'augmentation de l'isolation avec la ligne de neutralisation qui donne une meilleure efficacité totale de notre système multi-antennaire optimisé ce qui augmente la puissance moyenne reçue par le système.

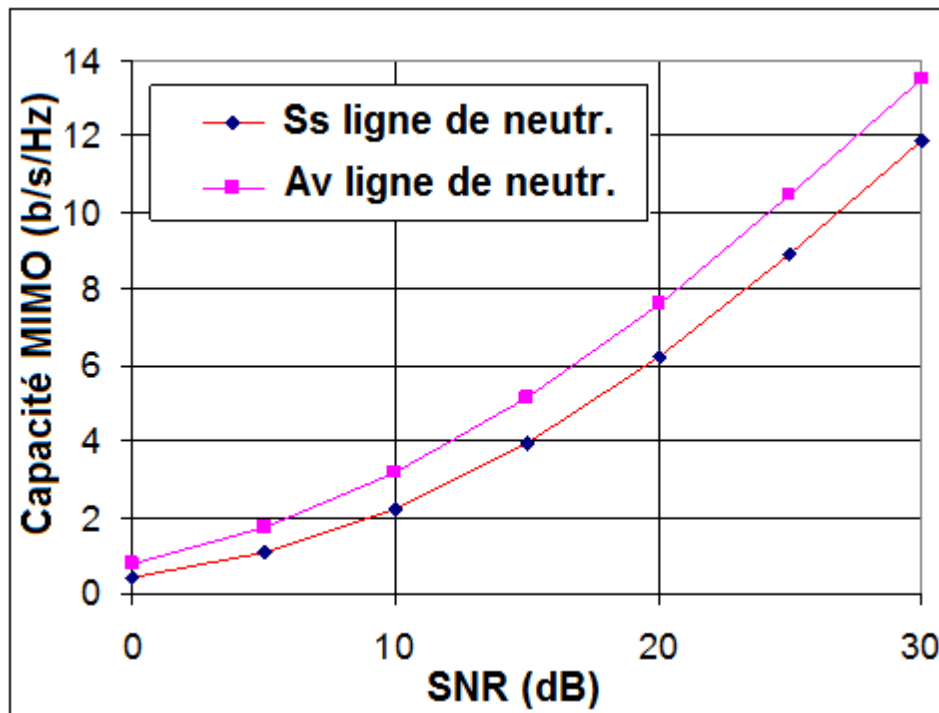


Figure 4.17 Capacité MIMO moyenne évaluée avec le modèle GRIMM pour les systèmes multi-antennaires avec et sans ligne de neutralisation

Les courbes de la fonction de répartition (CDF) de la capacité des deux prototypes (avec et sans ligne de neutralisation) sont présentées sur la figure 4.18 pour des SNR différents (10 et 20 dB). Cette figure montre clairement le bénéfice apporté par l'insertion de la ligne de neutralisation. Nous voyons que l'amélioration de la capacité MIMO est plus importante pour un SNR de 10 dB que pour un SNR de 20 dB. Mais pour un SNR de 10 dB, l'amélioration est

plus importante pour les grandes valeurs de la capacité MIMO tandis qu'elle est presque uniforme pour un SNR de 20 dB.

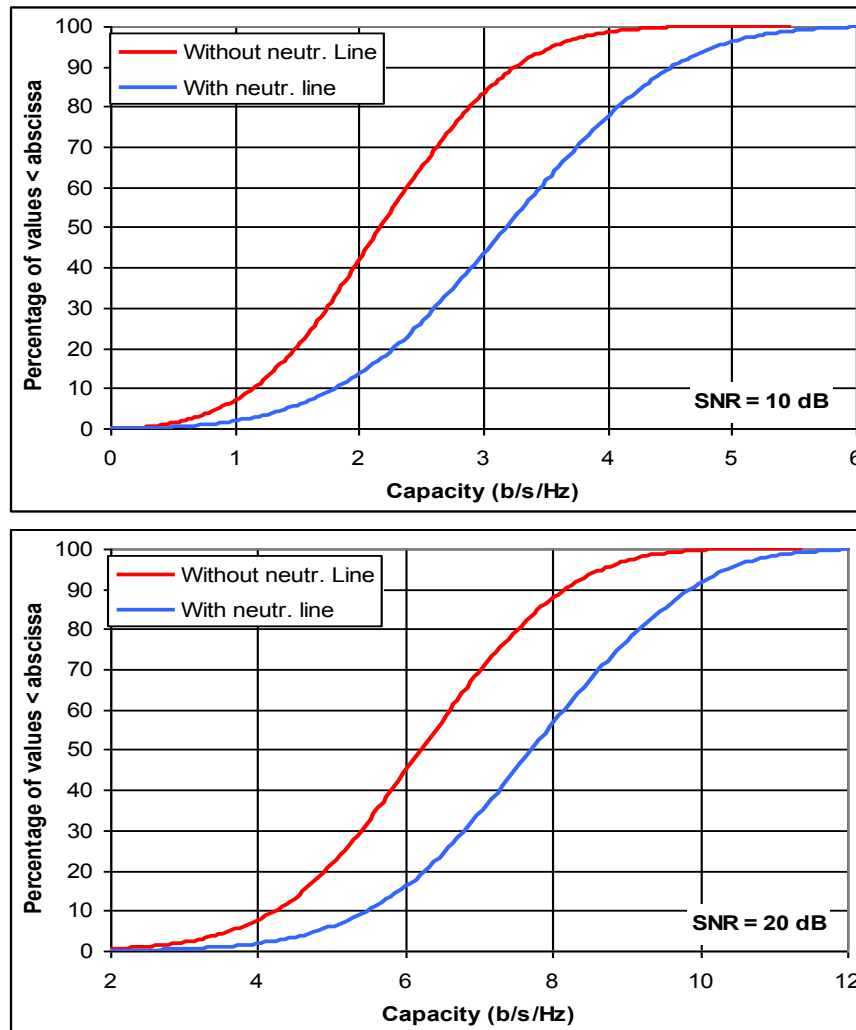


Figure 4.18 Courbes CDF des capacités MIMO des systèmes avec et sans ligne de neutralisation pour des SNR de 10 dB et 20 dB

Cette même amélioration est observée en bande haute comme montrée sur la figure 4.19 qui donne la comparaison de la capacité MIMO des deux structures en bande haute.

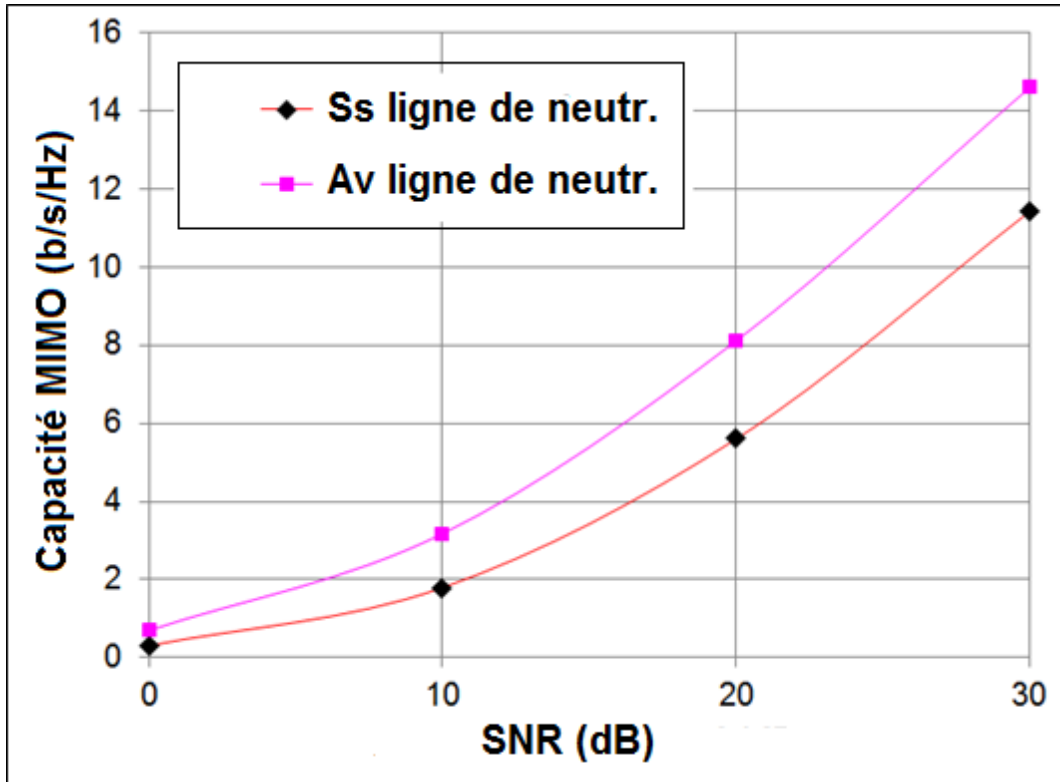


Figure 4.19 Capacité MIMO moyenne évaluée avec le modèle GRIMM en bande haute pour les systèmes multi-antennaires avec et sans ligne de neutralisation

4.2.2.3 Performances du système multi antenneur bi-bande compact pour applications en LTE

La capacité de canal ainsi que la corrélation de ces systèmes multi-antennaires compacts ont été aussi évaluées avec l'outil GRIMM à la fréquence basse de 760 MHz dans des environnements réels « outdoor ». Les éléments de l'antenne de la station de base ont une polarisation de $\pm 45^\circ$ avec 67° de largeur de lobe. Le mobile se promène sur un secteur de 90° autour de la station de base jusqu'à 750 m. Il y a 30 positions mobiles que multiplie 16 déplacements autour de cette position. La station de base est située dans le centre de Paris sur le site Littré. La figure 4.20 donne les courbes des capacités de canal des systèmes à antenne seule, à antennes symétriques et à antennes orthogonales pour différentes configurations de canal et le tableau 4.3 donne les efficacités totales et corrélation des systèmes multi-antennaires étudiés.

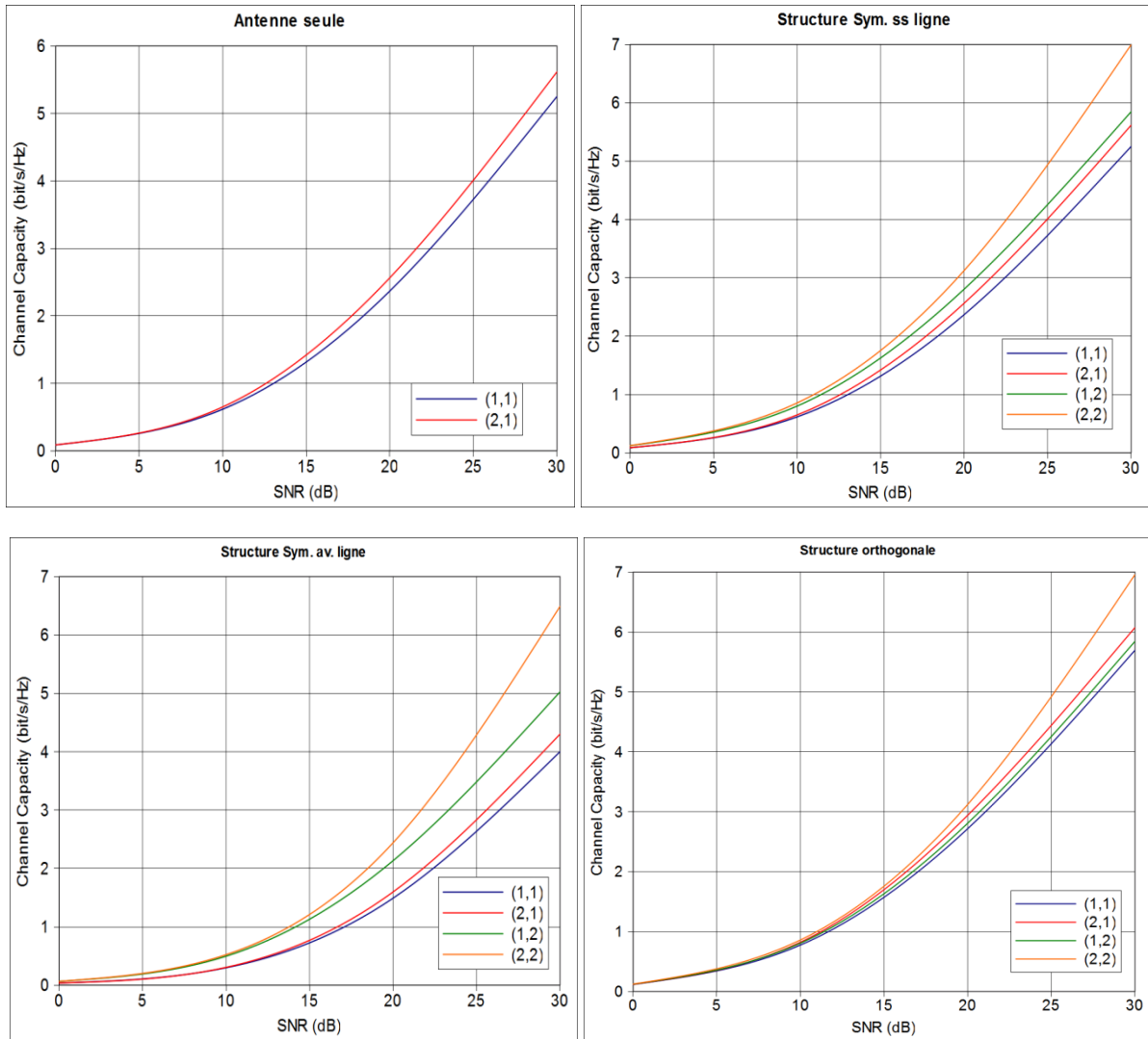


Figure 4.20 Capacité des systèmes antenaires pour différentes configurations de canal

Contrairement à ce qui a été obtenu en bande haute avec le modèle WINNER II où la structure multi-antennaire à configuration symétrique avec ligne de neutralisation présentait la meilleure performance en termes de capacité de canal que la structure sans ligne, on voit sur la figure que, en bande basse, la structure sans ligne donne la meilleure capacité de canal MIMO. Cela est confirmé par le tableau 4.3 dans lequel on voit que la structure symétrique avec ligne de neutralisation a des pertes plus importantes que la structure symétrique sans ligne de neutralisation. Les performances MIMO de la structure orthogonale sont proches de celles de la structure symétrique sans ligne.

antenne	Struct. Sym. Ss ligne	Struct. Sym. Av. ligne	Struct. Orthog.
Efficacité totale P1	59%	45%	14%
Efficacité totale P2	59%	52%	17%
Correl.	0.58	0.8	0.76

Tableau 4.3 Efficacité totale des antennes et corrélation des structures multi-antennaires

4.2.3 Le modèle WINNER II

4.2.3.1 Le modèle de propagation WINNER II

Le modèle de canal WINNER (Wireless World Initiative New Radio) est un modèle basé sur une approche géométrique stochastique. Le modèle WINNER résulte d'une suite d'extensions de modèles de canaux (3GPP-SCM pour les environnements « outdoor » et IEEE 802.11 TGn pour les environnements « indoor »)[CZIN07, EBZK06, JMKB05, PAJU06]. Ce modèle dérive d'une volonté de disposer d'un modèle de canal MIMO représentatif d'un grand nombre d'environnements « indoor » et « outdoor » (cf. Tableau 4.4). Avec ce modèle, dix-huit scénarios ont été proposés pour des fréquences comprises dans la bande [2 – 6 GHz].

Scénario	Correspondance
A1	« indoor office »
A2	« indoor to outdoor »
B1	« Urban micro-cell »
B2	« Bad urban micro-cell »
B3	« indoor hotspot »
B4	« Outdoor to indoor »
B5d Hotspot Metropol	« LOS Stationary feeder, rooftop to rooftop »
B5b Hotspot Metropol	« LOS stat. feeder, street-level to street-level »
B5c Hotspot Metropol	« LOS stat. feeder, below- rooftop to street-level »
B5d Hotspot Metropol	« NLOS stat. feeder, above rooftop to street-level »
B5f	« Feeder link BS -> FRS(fixed relay station) »
C1	« Suburban macro-cell »
C2	« Urban macro-cell »
C3	« Bad urban macro-cell »
C4	« Urban macro outdoor to indoor »
D1	« Rural macro-cell »
D2 (a)	« moving networks » , ($vitesse_{max}=5$ km/h)
D2 (b)	« moving networks » , ($vitesse_{max}= 350$ km/h)

Tableau 4.4 Scénarios typiques mesurés et modélisés dans le cadre du projet WINNER II

La modélisation basée sur la géométrie du canal radio permet la séparation des paramètres de propagation et des antennes. Elle décrit le canal de propagation comme une somme de trajets

regroupés en clusters. Chaque cluster contient un groupe de trajets qui possède des caractéristiques de propagation semblables. Chaque cluster contient l'ensemble des rayons qui ont interagi avec des obstacles dans une zone de diffusion [HAIR12]. La figure 4.21 illustre la notion de zone de diffusion par un cercle contenant plusieurs points où chaque point est un diffuseur. Ainsi, le canal de propagation est composé d'un nombre de clusters (qui varie de 6 à 20 en fonction du scénario considéré). Le nombre de trajets par cluster est fixé à 20. Chaque cluster est caractérisé par son retard (τ_n), sa puissance (p_n) ainsi que les angles de départ et d'arrivée de chacun des trajets dans le cluster. Dans la terminologie du modèle de WINNER, les trajets qui appartiennent au même cluster ont les mêmes retards et des angles de départ (AoD) et d'arrivée (AoA) différents.

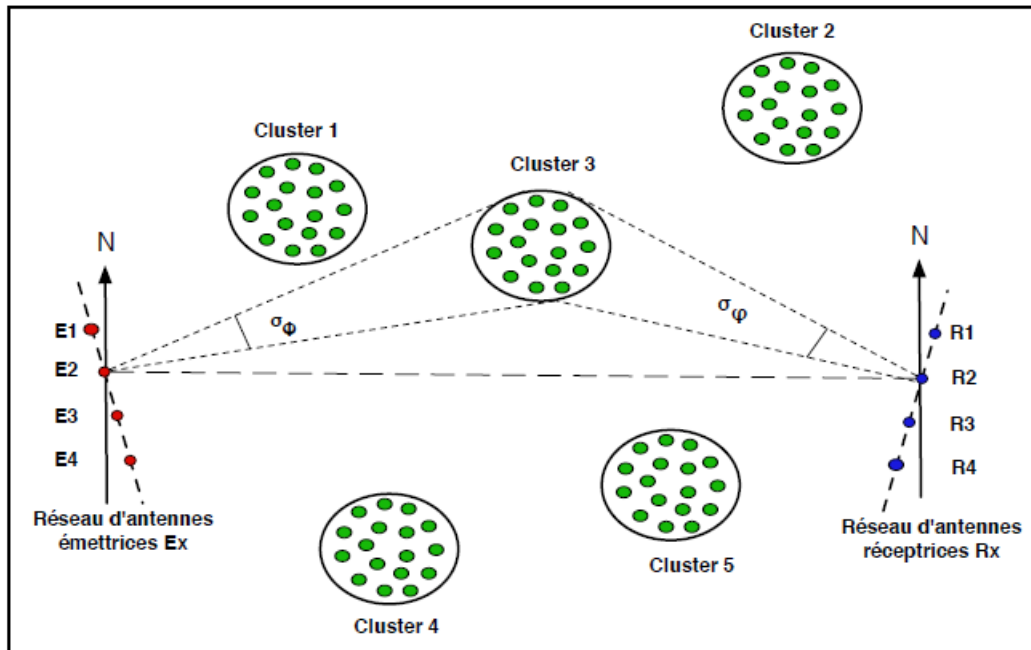


Figure 4.21 Illustration d'un ensemble de clusters représentant le canal de propagation [HAIR12]

Le modèle WINNER est construit à partir des résultats issus de mesures. En effet chaque paramètre du canal est calculé de façon stochastique à partir des lois statistiques extraites des résultats de mesures. Toutes les caractéristiques des sondeurs de canal utilisés pour les mesures et les lois statistiques utilisées sont décrits dans les rapports WINNER Phase I [BSJM05] et WINNER Phase II [KMHZ06, KMHZ07].

4.2.3.2 Performances du système multi antenne bi-bande compact pour applications en LTE

Les environnements utilisés dans le canal WINNER II sont appelés scénarios de propagation. On a montré précédemment que le modèle WINNER a 18 scénarios divisés en trois catégories : local, métropolitain et étendu.

Nous avons évalués les performances MIMO (capacité et BLER) de nos systèmes multi-antennaires bi-bandes compacts (structures bi-bande symétriques avec et sans ligne de neutralisation et structure bi-bande orthogonale) à partir de leur diagramme de rayonnement 3D dans un environnement de propagation métropolitain dans la bande de fréquence haute utilisant le modèle WINNER II implémenté dans SystemVue. L'évaluation en bande haute est due au fait que le modèle opère dans la bande 2 à 6 GHz. La figure 4.22 montre la capacité de canal MIMO des différentes structures. Nous pouvons voir que la structure symétrique avec ligne de neutralisation et la structure orthogonale donnent des meilleures capacités de canal que la structure symétrique sans ligne de neutralisation. Cela peut s'expliquer par la faible isolation entre les ports d'alimentation de la structure symétrique sans ligne de neutralisation. Pour un SNR de 10 dB, la capacité de la structure symétrique sans ligne est de 34 % inférieure à celle de la structure symétrique avec ligne de neutralisation tandis que la capacité de la structure orthogonale est de 38 % supérieure à la capacité de la structure symétrique avec ligne. Cela peut s'expliquer par la meilleure efficacité, en bande haute, de cette structure comparée à la structure symétrique sans ligne. L'amélioration des performances par la ligne de neutralisation a été analysée en termes de BLER (Block Error Rate). La figure 4.23 montre la comparaison des BLER des deux structures symétriques avec et sans ligne de neutralisation et de la structure orthogonale. On voit nettement qu'on a moins d'erreurs avec la structure avec ligne de neutralisation qui présente un meilleur BLER.

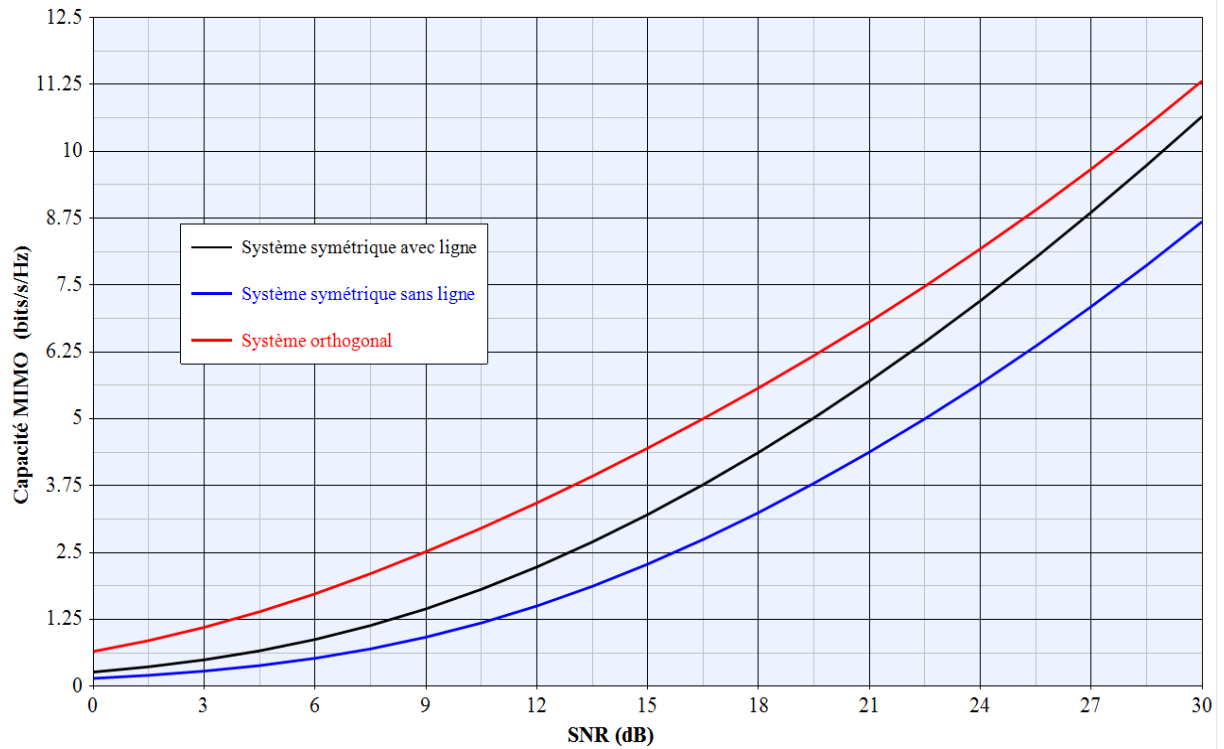


Figure 4.22 Capacité de canal des systèmes multi-antennaires avec le modèle WINNER II

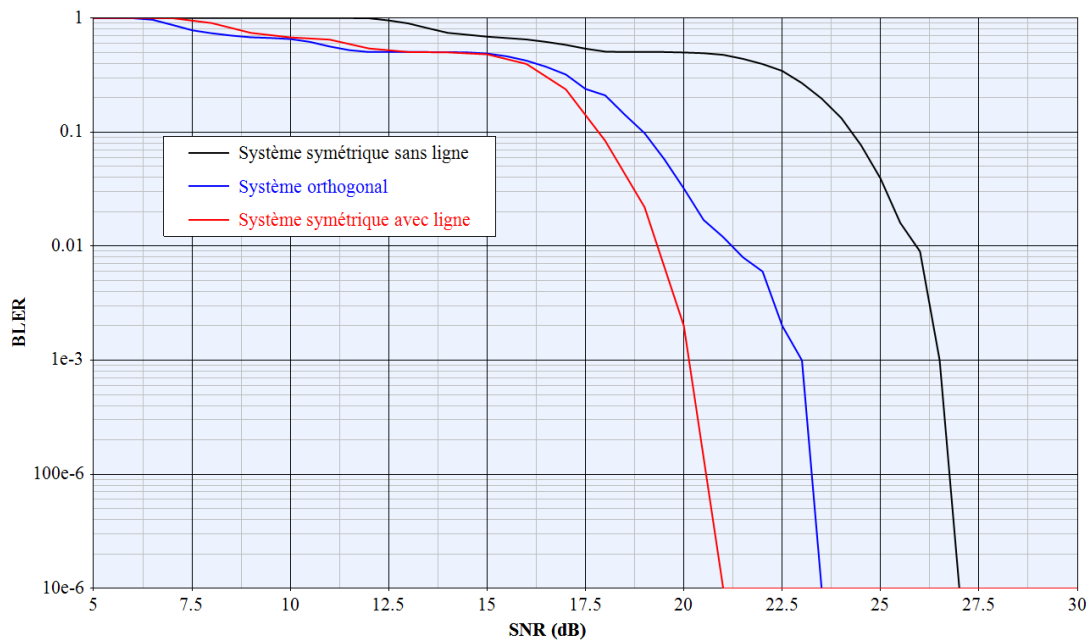


Figure 4.23 BLER des deux structures symétriques avec et sans ligne de neutralisation

4.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, les performances en diversité et MIMO de nos systèmes multi-antennaires ont été évaluées dans différents environnements de mesure. Les performances du système multi-antennaires planaire ont été évaluées avec utilisateurs et sans utilisateur. Les résultats

obtenus en termes d'enveloppe de corrélation, de BPR, de MEG et capacité MIMO montrent que le système offre de bonnes performances. Néanmoins il a été remarqué qu'avec la présence de l'utilisateur les performances du système se dégradent en basse fréquence. Cela a été expliqué par la sensibilité de ligne de neutralisation, utilisée pour l'isolation des antennes, en basse fréquence.

Ensuite les systèmes multi-antennaires compacts pour application en LTE ont été évalués et comparés. Les résultats montrent que le système à configuration orthogonale présente de meilleures performances par rapport aux autres systèmes. Egalement, la ligne de neutralisation utilisée pour l'isolation rend les performances du système symétrique meilleures que celles sans ligne de neutralisation. En basse fréquence la structure sans ligne de neutralisation présente la meilleure capacité de canal.

Références bibliographiques

- [ANPE02] J. B. Andersen et K. I. Pedersen, « Angle-of-arrival statistics for low resolution antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, n^o. 3, p. 391-395, 2002.
- [BESP87] P. Beckmann et A. Spizzichino, « The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces », *Norwood, MA, Artech House, Inc., 1987, 511 p.*, vol. - 1, 1987.
- [BSJM05] D. S. Baum et al., *Final report on link level and system level channel models*. 2005.
- [CTIA09] CTIA, « Method of measurement for radiated RF power and receiver performance », *CTIA, Tech. Rep., October 2009, CTIA Certification Test Plan for Mobile Station Over The Air Performance. rev. 3.0*, 2009.
- [CZIN07] N. Czink, « The random-cluster model – a stochastic MIMO channel model for broadband wireless communication systems of the 3rd generation and beyond », Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, 2007.
- [EBZK06] H. El-Sallabi, D. S. Baum, P. Zetterberg, P. Kyosti, T. Rautiainen, et C. Schneider, « Wideband Spatial Channel Model for MIMO Systems at 5 GHz in Indoor and Outdoor Environments », in *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, 2006, vol. 6, p. 2916-2921.
- [HAIR12] S. Hairoud, « Modélisation dynamique de canaux MIMO pour les transports ferroviaires », Université de Poitiers, 2012.
- [JMKB05] T. Jämsä et al., « Overview of winner channel modelling activities », in *15th WWRP meeting, Paris-France*, 2005.
- [KMHZ06] P. Kyösti et al., *WINNER II interim channel models*. 2006.
- [KMHZ07] P. Kyösti et al., *WINNER II channel models: Part I & II*. 2007.
- [KNPE02] M. B. Knudsen et G. F. Pedersen, « Spherical outdoor to indoor power spectrum model at the mobile terminal », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, n^o. 6, p. 1156-1169, 2002.
- [NYBC12] J. O. Nielsen, B. Yanakiev, I. B. Bonev, M. Christensen, et G. F. Pedersen, « User Influence on MIMO Channel Capacity for Handsets in Data Mode Operation », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n^o. 2, p. 633-643, 2012.
- [PAJU06] P. Pajusco, « Modèles de propagation pour les systèmes radio-mobiles », *Vers des radiocommunications reconfigurables et cognitives : journées Scientifiques CNFRS*, 2006.
- [ROGA02] J.-P. Rossi et Y. Gabillet, « A mixed ray launching/tracing method for full 3-D UHF propagation modeling and comparison with wide-band measurements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, n^o. 4, p. 517-523, 2002.
- [RVCP00] J.-P. ROSSI, S. VERGERIO, J.-M. CONRAT, P. PAJUSCO, et P. SABOUROUX, « Physical model reliability for the prediction of MIMO channel capacity », *Submitted to IEEE Transactions on Antennas and Propagations*.
- [TOUN08] C. TOUNOU, « Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel », thesis, Université de Limoges, 2008.

- [VRCS05] S. VERGERIO, J.-P. ROSSI, J.-M. CHAUFRAY, et P. Sabouroux, « MIMO capacity simulation in cellular environment with a ray model », in *ETTC 05 European Test and Telemetry Conf*, 2005.
- [YANA11] B. Yanakiev, « Multiple Antennas for Small Mobile Devices », Aalborg University, 2011.
- [YNCP12] B. Yanakiev, J. O. Nielsen, M. Christensen, et G. F. Pedersen, « On Small Terminal Antenna Correlation and Impact on MIMO Channel Capacity », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n^o. 2, p. 689-699, 2012.

CONCLUSION

Les principaux problèmes auxquels sont confrontés les systèmes de communications sans fil sont les effets de propagation multi-trajets, qui sont la conséquence des obstacles stationnaires ou non stationnaires rencontrés par les ondes électromagnétiques lors de leur propagation, tels que la réflexion, la diffraction et la dispersion,. Ces dernières années, les travaux de recherche dans le domaine des télécommunications sans fils ont permis d'obtenir de nouvelles solutions pour améliorer le débit et/ou la qualité de transmission. Une des techniques qui peut répondre à cette problématique est l'utilisation de systèmes multi-antennaires, connue sous le nom de systèmes MIMO. Cette technique est déjà employée dans certains standards WLAN et sera, normalement, mise en œuvre dans le standard de communication LTE. Ceci est dû à la capacité des systèmes de diversité et MIMO à augmenter significativement le débit transmis sans pour autant augmenter la puissance émise ou la largeur de bande spectrale utilisée.

Les études et recherches qui ont été abordées dans ce manuscrit portaient sur la conception, l'optimisation et l'évaluation de systèmes multi-antennaires pour des techniques de diversité et MIMO ayant application les petits objets nomades communicants.

Avant d'aborder la conception des systèmes multi-antennaires pour de petits objets communicants en technologie MIMO, les exigences pour concevoir un système multi-antennaire ayant de bonnes performances en diversité ont été présentées dans le chapitre 1. Nous avons ainsi explicité le gain en diversité qui est une métrique de l'efficacité de la technique de diversité : un gain en diversité élevé peut être notamment obtenu quand les signaux reçus par les éléments rayonnants du système multi-antennaire ont des corrélations faibles. De la même façon, nous avons explicité le fait que les niveaux de puissance des signaux reçus par chaque élément rayonnant ne devaient pas être trop différents dans le système multi-antennaire dans un environnement multi-trajets. Pour satisfaire ces conditions avec un système multi-antennaire dont les éléments rayonnants sont étroitement espacés, nous avons indiqué qu'il était important d'isoler ses accès, ce qui permet ainsi d'améliorer l'efficacité totale. Cependant, il n'y a aucune recommandation de conception simple et concrète pour obtenir une isolation antenne forte dans un petit objet communicant de taille limitée surtout aux bandes de fréquences basses. Comme présenté dans le chapitre 2, plusieurs méthodes ont déjà utilisées pour isoler les éléments de tels systèmes multi-antennaires.

Parmi ces méthodes, la méthode de la ligne de neutralisation développée au laboratoire, qui consiste à insérer une ligne métallique entre les antennes a été utilisée dans la conception de nos systèmes multi-antennaires présentés dans le chapitre 3. Nous avons exploité cette méthode et étudié son efficacité pour isoler un système planaire constitué d'antennes monopoles méandres imprimées sur un substrat. Après recherche sur la position idéale de la neutralisation sur quelques points de connexion de l'antenne, une étude de l'effet des dimensions de la ligne sur l'isolation a été effectuée. Nous avons ainsi réussi à optimiser ses dimensions entraînant de meilleures performances. Le système multi-antennaire optimisé, dans les deux bandes de travail, induit des performances satisfaisantes en termes de bande passante en adaptation, niveau d'adaptation, isolation et efficacité.

Nous avons ensuite étendu nos études à des systèmes multi-bandes dont le boîtier protecteur de l'objet communicant ainsi que le dispositif optoélectronique d'alimentation étaient prises en compte dans la conception. Le dispositif optoélectronique d'alimentation a notamment été utilisé pour éviter les désavantages de l'alimentation par câble RF pour la mesure d'antenne surtout si celle-ci est non équilibrée. Le système multi-antennaire est constitué d'antennes monopoles méandres et la taille du plan de masse est réduite par rapport au premier système multi-antennaire planaire. La même technique d'isolation a été appliquée et la même procédure de conception utilisée. Après optimisation, nous avons réussi à obtenir simultanément un bon niveau d'isolation sur les deux bandes de fréquences ce qui a permis d'améliorer l'efficacité du système qui avait été dégradée par la coexistence de deux éléments rayonnants sur le même PCB.

Dans la dernière partie de ce chapitre 3, un autre système multi-antennaire multi-bande, basé sur une antenne IFA repliée, a été proposé. L'effet de la position de la seconde antenne sur le plan de masse a été étudié. Ainsi, deux positions (structure symétrique et structure orthogonale) ont été sélectionnées pour la conception de systèmes multi-antennaires compacts. La structure orthogonale nous a permis d'exploiter la diversité de polarisation et de diagramme mais nous avons constaté, qu'en bande basse, la seconde antenne n'excite pas correctement les courants longitudinaux du PCB ce qui conduit à une faible efficacité rayonnée. Pour l'isolation des éléments rayonnants, dans la structure multi-antennaire symétrique, la ligne de neutralisation a été utilisée tandis que pour la structure orthogonale nous avons plutôt modifié la distance de séparation pour réaliser une bonne diversité de diagramme.

Même si ces systèmes multi-antennaires compacts, destinés à équiper de petits objets communicants, présentent des performances acceptables, il est à noter que la production industrielle des dispositifs communicants et les tolérances de fabrication impliquent des variations sur les performances de l'antenne telles que la bande passante et l'efficacité. Partant d'un modèle circuit de l'élément rayonnant IFA compact autour de la fréquence de résonance basse et basé sur le modèle de Youla-Carlin, nous avons déduit la limite théorique en bande passante avec un coefficient de réflexion fixé que l'on pouvait obtenir en ajoutant un nombre infini de circuits d'adaptation. L'ajout de plusieurs circuits d'adaptation composés de cellules LC a été utilisé pour atteindre cette limite théorique. Les résultats ont montré une réelle amélioration de la bande passante de l'antenne sans toutefois atteindre les limites théoriques. Ce qui est normal car la limite théorique n'est atteinte qu'avec un nombre infini de cellules. Aussi, un nombre élevé de cellules n'est pas réaliste et nous nous sommes fixés une limite, qui est de 10, en nombre de cellules. Pour cette limite, nous avons considéré que nous pouvions atteindre 82 % de la bande passante théorique maximale.

Dans le chapitre 4, les performances en diversité et MIMO de nos systèmes multi-antennaires ont été évaluées dans différents environnements de propagation réalistes. Ces différents environnements sont issus de collaborations avec l'université d'Aalborg (Danemark) et le laboratoire France Télécoms La Turbie dans la cadre du CREMANT. Les résultats montrent que nos systèmes peuvent être utilisés en diversité et en technologie MIMO tout en autorisant des performances très acceptables. Nous avons aussi constaté que la présence de l'utilisateur dégradait les performances globales du système, particulièrement en bande basse.

Comme perspectives à ces travaux, il existe des directions qui pourraient être privilégiées. L'isolation entre éléments rayonnants d'un système multi-antennaire opérant en bande basse a besoin d'être amélioré. Il serait intéressant d'explorer de nouvelles techniques d'isolation performantes pour les systèmes devant fonctionner en LTE bande basse. Actuellement, Il existe peu de solutions permettant d'isoler des antennes travaillant dans ces bandes et placées proches les unes des autres sur le même PCB réservé pour ces applications.

Une autre perspective pourrait consister à améliorer la mise en application de la théorie de Youla et Carlin pour les différents types d'antennes utilisées pour les petits objets nomades communicants. Ceci dans l'optique d'obtenir la limite théorique de la bande passante de chaque classe d'antenne pour un coefficient de réflexion fixé. Il serait alors intéressant de

pouvoir obtenir une limite du nombre de cellule réaliste permettant d'atteindre un maximum de bande passante.

Aussi, l'implémentation de systèmes multi-antennaires dans des terminaux compacts fait face à un certain nombre de défis significatifs. L'interaction entre l'utilisateur et les antennes dans le terminal est un mécanisme complexe et il dépend de la conception de chaque antenne. L'implémentation peut être un succès si les antennes multiples sont conçues pour exploiter tous les degrés de liberté disponibles dans le canal de communication. Ainsi, il sera nécessaire d'exploiter, dans l'avenir, les conceptions exploitant d'une façon optimale le volume disponible et la dispersion angulaire causée par le corps humain et le canal de propagation pour obtenir des améliorations avec la présence de l'utilisateur. De plus, il serait intéressant et important d'aborder le problème défiant de l'absorption du corps humain car cette dernière incite une perte sévère de puissance dans la performance d'antenne. Dans ce sens, on peut étudier les propriétés du système multi-antennaire telles que le diagramme de rayonnement de l'antenne et l'efficacité et le DAS. De cette façon on peut avoir une idée plus claire du DAS quand on conçoit une antenne.

ANNEXES

A.1 MODELE AAU : DETAILS DU TRAITEMENT DE DONNEES

Le sondeur de canal utilisé à l'Université d'Aalborg, avec les principes derrière son fonctionnement est hors de la portée de cette thèse. Cependant, quelques détails devraient être donnés certaines étapes de post traitement soient mieux comprises. Le sondeur de canal est un sondeur de corrélation avec des stations de base multiples et séparées ; deux utilisées dans notre cas mais limitées par le nombre d'oscillateurs Rubidium pour la synchronisation. Chaque station de base peut avoir des antennes multiples d'émission sur des bandes de fréquences différentes limitées par le nombre de générateurs de signaux, de filtres, d'amplificateurs de haute puissance disponibles. Le récepteur a huit chaînes de réception parallèles avec des circuits de compression super hétérodyne indépendants. Quatre serveurs indépendants, chacun avec des cartes d'échantillonnage 1 Gbit/s dual canal, stockent les données de deux chaînes de réceptions des huit. Un cinquième serveur est utilisé pour le contrôle de tous les récepteurs et l'interface utilisateur. Chacun des huit récepteurs peut être commuté à nouveau avant la compression et les données sont séparées plus tard dans une procédure de post traitement. Pour les mesures faites dans le cadre de la thèse, quatre modules front-end étaient configurés pour la bande basse (796 MHz) et quatre pour la bande haute (2,3 GHz). Cela permet la mesure simultanée de quatre antennes bi-bandes. Comme tous les terminaux avaient deux antennes, une commutation supplémentaire a été utilisée pour que les quatre premières antennes de quatre terminaux différents soient mesurées simultanément et après commutation les quatre secondes antennes soient aussi mesurées. Une fois fait avec un premier lot de terminaux, un second lot est connecté et le processus se répète.

Pour les mesures, les données sont structurées comme l'exemple donné dans le tableau A.1.1

Terminaux	Index fichiers		Index antenne
	BF	HF	
H1	Rx01	Rx09	1
	Rx02	Rx10	2
H2 / H5	Rx03	Rx11	1
	Rx04	Rx12	2
H3 / H6	Rx05	Rx13	1
	Rx06	Rx14	2
H4 / H5	Rx07	Rx15	1
	Rx08	Rx16	2

Tableau A.1.1 Index des fichiers du sondeur

Où Rx^{**} est le numéro du fichier. Chaque fichier contient une variable $IRDat.IR(del, tx, rx, pos)$ avec les réponses impulsionnelles complexes du canal où del est le délai ($del=1 : 2000$), tx est l'émetteur ($tx=1 - 4$ pour les bandes basses et bandes hautes), rx est l'indice du récepteur ($rx=1$) et pos est la position ($pos=1 : 2000$).

Après les mesures avec le sondeur de canal, les données sont traitées. Ces données traitées sont ainsi disponible sous forme de fichiers .sfsproj (2011_Measurement_Campaign.sfsproj). Ensuite, ce fichier est exécuté dans le logiciel développé sous MATLAB et dont la figure A.1.1 donne l'interface au démarrage.



Figure A.1.1 Interface de démarrage du logiciel AAU Fading Simulator

Ainsi, on charge le fichier 2011_Measurement_Campaign.sfsproj. La figure A.1.2 montre ce qu'on obtient. On choisit l'antenne qu'on veut analyser et ses diagrammes de rayonnement dans différents plans. Les performances en diversité (corrélation, MEG, ...) avec les diagrammes de rayonnement sont calculées avec un modèle de canal choisi (isotropique, Gaussien, AAU, ...).

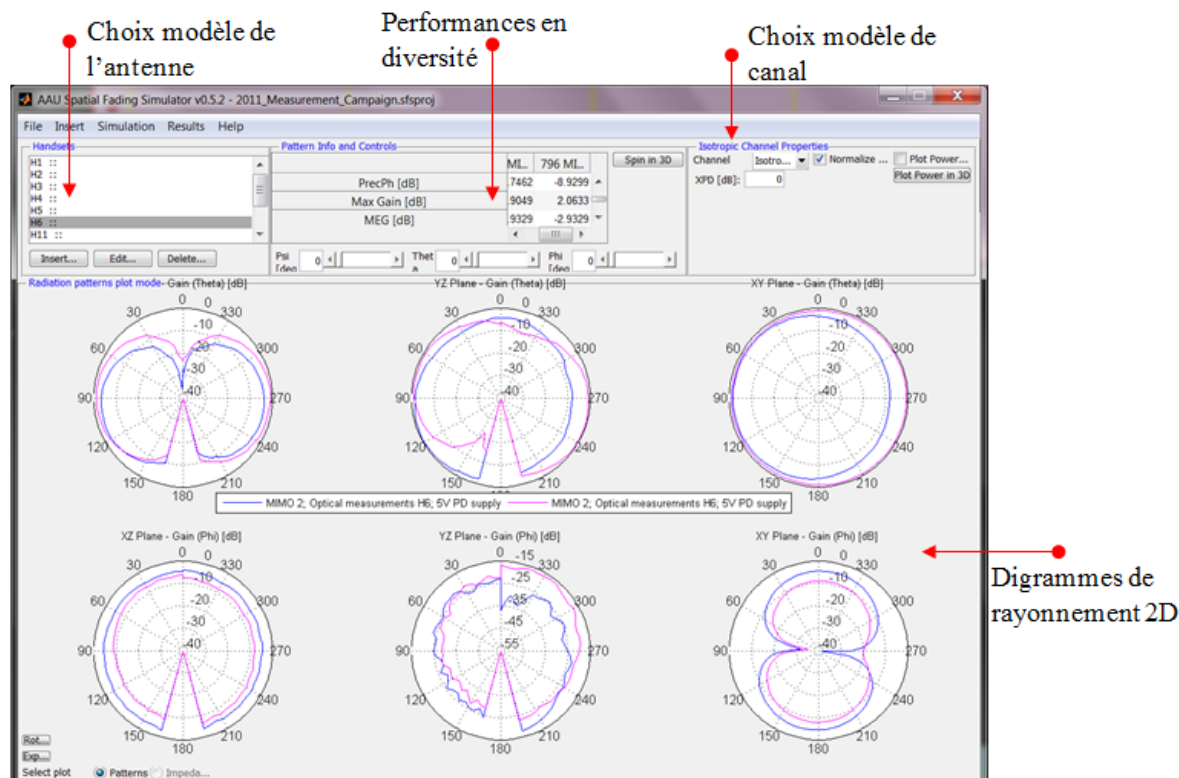


Figure A.1.2 Interface du logiciel AAU Fading Simulator après chargement du fichier de mesure

Pour tracer les performances dans le modèle canal AAU, sur l'interface précédente on va au menu « result », « Sounder Measurements » et on choisit Single Handset Analysis. On obtient la fenêtre suivante (Figure A.1.3).

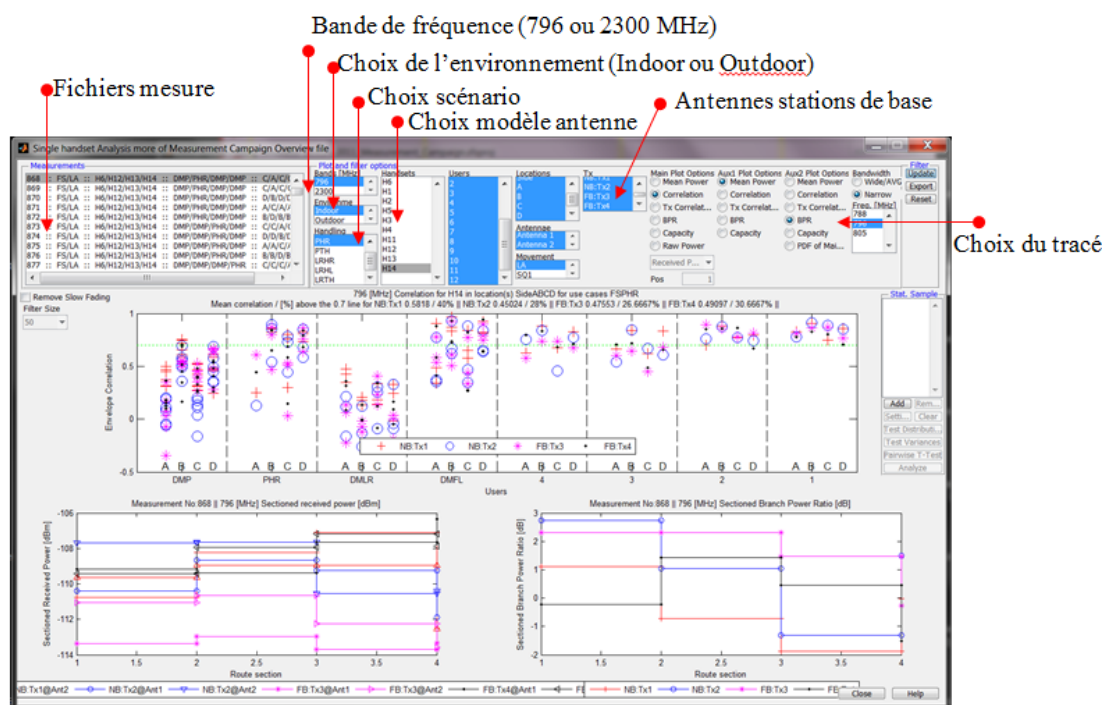


Figure A.1.3 Tracé des performances en diversité et MIMO dans le modèle AAU

Nous proposons dans la suite quelques sections de codes pour le calcul de certains paramètres

❖ Réponse impulsionnelle (RI) et Fonction de transfert (FT)

Pour chaque fichier chargé, la puissance d'après la RI est calculée pour chaque bande à partir du fichier correspond. Le code MATLAB est donné ci-dessous.

```

1    %% Working with Impulse responses
2    % IRDat.IR ( delay, tx, rx, position )
3    IR{bind}.cmpx(:,flsel,:,:) = squeeze(IRDat.IR(:, ...
4        [1:length(CampaignInfo.Txnames(bind))],...
5        CampaignInfo.Rx, CampaignInfo.Pos)); % Remove unused ...
6        dimensions - IR( delay, tx, position )
7    % Removing the loaded file for memory optimization
8    clear IRDat;
9    IR{bind}.abs(:,flsel,:,:) = abs(IR{bind}.cmpx(:,flsel,:,:)); ...
10   %calculate the magnitude/envelope
11   IR{bind}.pow(:,flsel,:,:) = IR{bind}.abs(:,flsel,:,:) ^2; ...
12   %calculate the power

```

Après une transformée de Fourier rapide (FFT), le même résultat est obtenu.

```

1    %% Working with Transfer functions
2    TF{bind}.cmpx(:,flsel,:,:) = fft( IR{bind}.cmpx(:,flsel,:,:), ...
3        [], 1 ) ./sqrt(CampaignInfo.NoDel);
4    TF{bind}.abs(:,flsel,:,:) = abs(TF{bind}.cmpx(:,flsel,:,:)); ...
5    %calculate the magnitude
6    TF{bind}.pow(:,flsel,:,:) = TF{bind}.abs(:,flsel,:,:) ^2; ...
7    %calculate the power

```

❖ Corrélation

Le calcul de la corrélation est décrit en détail dans l'article (utilisé dans le chapitre 4). Une section de code calculant la corrélation en bande basse et en bande étroite sans la manipulation du fading lent est donnée comme suit :

```

1    X_L{freqcnt} = squeeze([TF(1).abs(nbfreq,1,:) ...
2        TF(1).abs(nbfreq,2,:) ...
3        TF(1).abs(nbfreq,3,:) ...
4        TF(1).abs(nbfreq,4,:) ...
5        ...
6        TF(2).abs(nbfreq,1,:) ...
7        TF(2).abs(nbfreq,2,:) ...
8        TF(2).abs(nbfreq,3,:) ...
9        TF(2).abs(nbfreq,4,:) ...
10       ])' ;
11    meas(meassel). (cell2mat(map(1,handsets(hsel)))) ...
12    .Corr(1)(:,:,1,1,1,freqcnt) = ...
13    corrcoef(X_L{freqcnt}); % (Data,Ix,Ant,sec,winxb,nbfreq)

```

Remarquons que ceci inclue toutes les antennes de chaque terminal. Il résulte dans une matrice de taille $[\text{No.Ant} \times \text{No.Tx}, \text{No.Ant} \times \text{No.Tx}]$ et inclue la corrélation à la fois en émission et en réception.

❖ Capacité

Il y a plusieurs manières de normaliser la matrice pour le calcul de la capacité. Ici, la méthode utilisée est donnée par l'équation suivante :

$$h_{i,j}^{\text{normalisé}} = \frac{h_{i,j}}{\sqrt{|h_{i,j}|^2}} \quad (\text{A.1})$$

Où i et j sont les indices de TX et RX des réponses complexes du canal.

Ci-dessous la section de code pour calculer la matrice :

```

1     case 'Antenna'
2         for antind = 1:2
3             for txind = 1:2
4                 if CampaignInfo.Normalizations.CSFFlag
5                     % structure of SF(i).filt(position, transmitter, ...
6                     window size, narrowband frequency)
7                     H{bandind}(antind,txind,:) = ...
8                     squeeze(H{bandind}(antind,txind,:,:) ./ ...
9                     SF(fileind(antind)).filt(:,txind,2,nbfreq));
10                else
11                    H{bandind}(antind,txind,:) = ...
12                    H{bandind}(antind,txind,:) ./ ...
13                    sqrt(10^(meas(meassel).(cell2mat(...
14                    map(1,handsets(hsel))))).mean(bandind)...
15                    (1,txind,antind,1,1,nbfreq)/10));
16                end;
17            end;
18        end;

```

La capacité MIMO est calculée à partir de cette matrice normalisée comme suit :

```

1     Captemp{bandind}(position,SNR,1,3,nbfreq) = ... % Parameter to ...
2     store
3     sum(log2(1 + ...
4     ((10^(CampaignInfo.CapacitySNR{bandind}(SNR)/10))/2)+...
5     eig(squeeze(H{bandind}(:, :, position, nbfreq))...
6     *(squeeze(H{bandind}(:, :, position, nbfreq))'))));

```

SNR dans le code est un vecteur avec des valeurs multiples de SNR. De la même façon, cela peut être fait pour le cas SISO

A.2 SIMULATION DU SYSTEME LTE POUR LA LIAISON DESCENDANTE EN UTILISANT SystemVue

La figure A.2.1 montre la chaîne de transmission du système LTE-MIMO 2 x 2 pour la liaison descendante. Tx_DL et Rx_DL représentent un modèle de sous-réseau de la couche physique LTE en bande de base de l'émetteur et du récepteur respectivement. Les valeurs complexes en bande de base des signaux générés par Tx_DL sont modulées, puis transmises dans le modèle du canal.

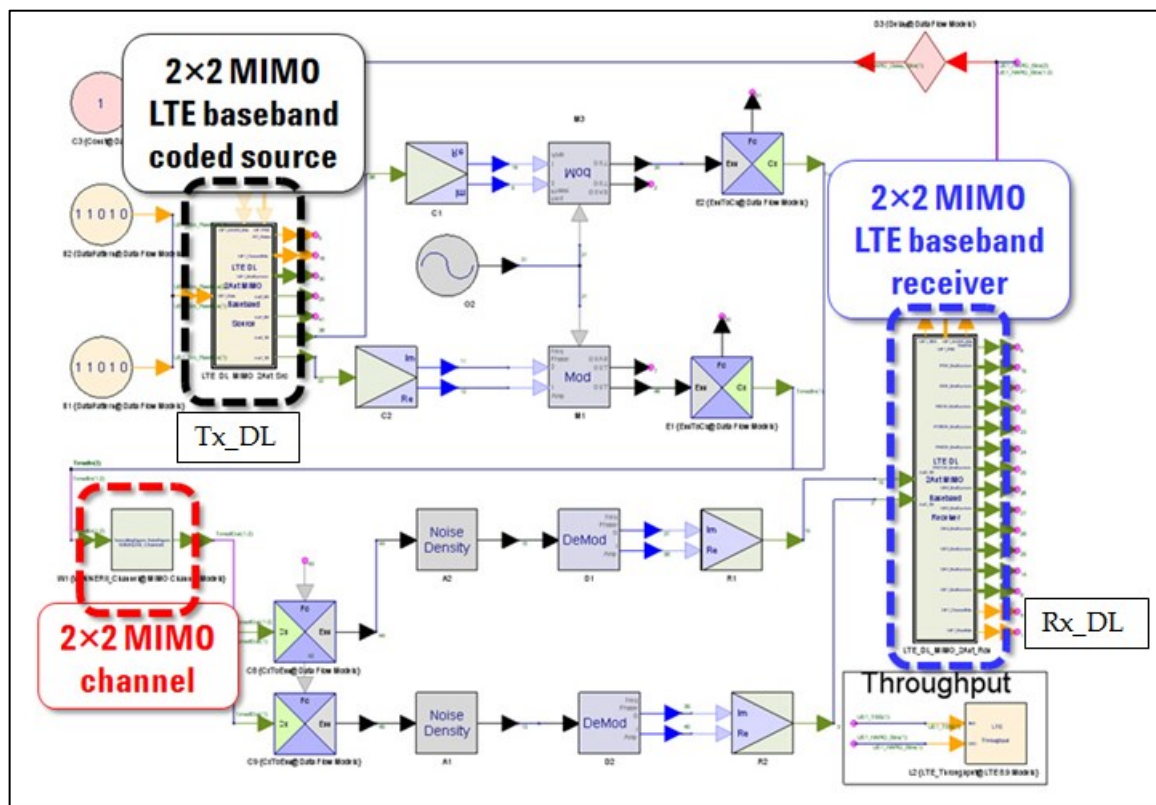


Figure A.2.1 Chaîne de transmission du système LTE pour la liaison descendante

On commence d'abord par configurer les paramètres du système (Figure A.2.2) lesquels consistent les conditions de simulations. Dans notre cas la fréquence porteuse est définie à la fréquence de résonance de nos antennes en bandes hautes.

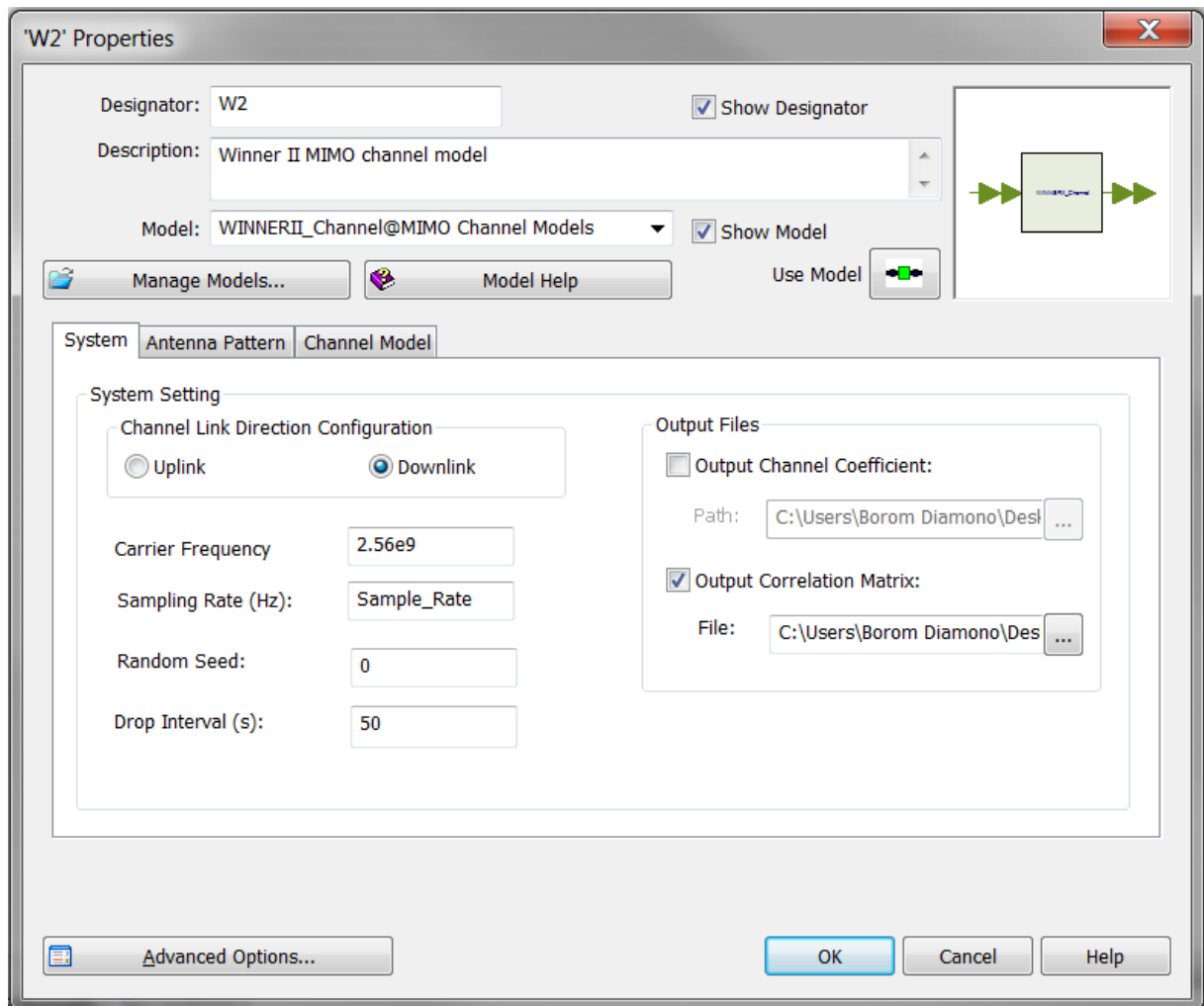


Figure A.2.2 Configuration des paramètres du système

Ensuite, nous configurons les paramètres du canal (Figure A.2.3). Dans un modèle de canal MIMO WINNER II, le scénario de canal détermine les paramètres de chemin. Dix scénarios peuvent être choisis, d'un environnement Indoor à un environnement Outdoor. Nous avons choisi le modèle c1. Le modèle de canal WINNER II est totalement en accord avec les spécifications LTE. Des environnements de simulation de canal plus complexes peuvent être configurés en choisissant différentes options comme : UseFixedCdlPar, UseDualPolarise, UseIntraClusterDelays, UseManualPropCond, UseShadowModel, and UseLOS. Une explication détaillée de ces paramètres est donnée dans la référence [KMHZ07] utilisée dans le chapitre 4.

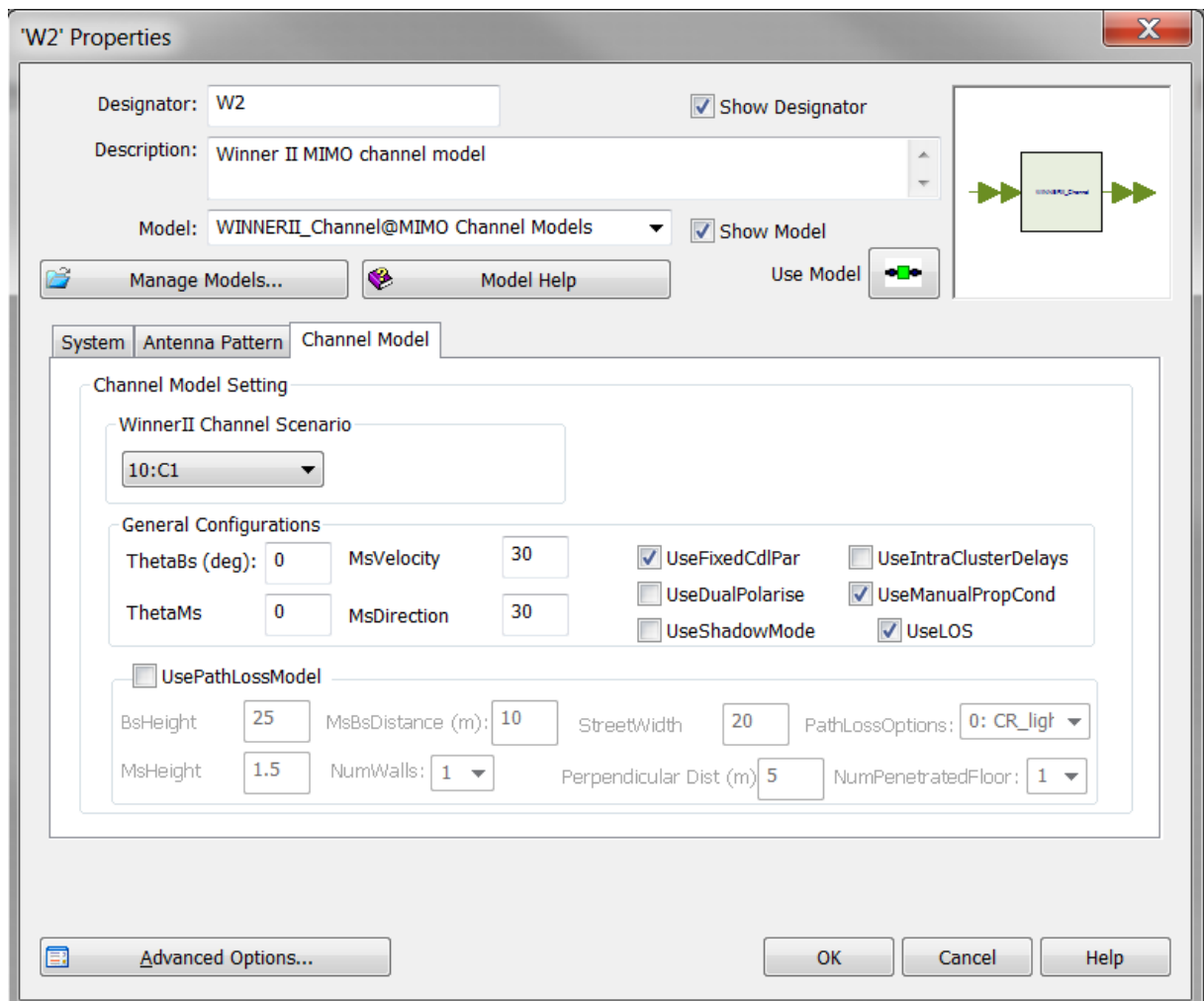


Figure A.2.3 Configuration des paramètres du canal

Les deux étapes précédentes constituent la configuration de l'environnement de simulation du canal. Ensuite, on passe à la configuration des antennes.

Les diagrammes de rayonnement des antennes incluant les polarisations linéaires (θ et ϕ) peuvent être mesurés dans une chambre anéchoïque ou bien simulés en utilisant un outil de simulation électromagnétique. Une description détaillée des formats de fichiers des diagrammes d'antennes peut être trouvée dans le menu d'aide du modèle.

Dans cette configuration, les nombres d'antennes en émission et en réception, leurs positions et leurs diagrammes de rayonnement doivent être assignés séparément (Figure A.2.4). Quand les diagrammes d'antennes sont chargés à partir de fichiers de données, il est considéré que le calibrage a été effectué en simulation ou en mesure de ces diagrammes. Ainsi les positions des antennes ne pas nécessaires.

'W2' Properties

Designator: ☒ Show Designator

Description:

Model: ☒ Show Model

Tx

NumberOfTx:

TxPosition_X

	1	2	3	4	5	6	7	8
Value:	0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

TxPosition_Y

	1	2	3	4	5	6	7	8
Value:	0	0.5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

TxAntennaPatternType:

TxPhiRotation:

TxElevationAngle:

TxAntennaPatternFileName:

Rx

NumberOfRx:

RxPosition_X

	1	2	3	4	5	6	7	8
Value:	0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

RxPosition_Y

	1	2	3	4	5	6	7	8
Value:	0	0.5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

RxAntennaPatternType:

RxPhiRotation:

RxElevationAngle:

RxAntennaPatternFileName:

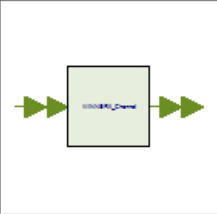


Figure A.2.4 Configuration des antennes

Publications et communications

Publications dans des revues internationales:

- ♦ I. Dioum, M. Clemente, A. Diallo, C. Luxey, J. P. Rossi, S. M. Farssi “Meandered Monopoles for 700 MHz LTE Handsets and Improved MIMO Channel Capacity Performance” *Radioengineering, Proc. Czech and Slovak Technical Universities and URSI Committees, Part.I., Special issue on Applied Electromagnetics and Communications*, vol.20, no.4, p.726-732, December 2011.

Conférences internationales

- ♦ I. Dioum, A. Diallo, C. Luxey, S. M. Farssi, “ Dual-band monopole MIMO antennas for LTE mobile phones”, *Proc. 20th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECom 2010)*, Dubrovnik, Croatia, September 20-23, 2010.
- ♦ I. Dioum, A. Diallo, C. Luxey, S. M. Farssi, “Compact Dual Band Monopole Antenna for LTE Mobile Phones”, *Loughborough Antennas & Prop. Conf. (LAPC 2010)*, Loughborough, UK, November 14-15, 2010.
- ♦ I. Dioum, A. Diallo, C. Luxey, S. M. Farssi " Evaluation of The MIMO Performance of LTE Handsets " in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2012)*, Chicago, USA, 8-13 Juillet 2012
- ♦ J. Ø. Nielsen, B. Yanakiev, I. B. Bonev, M. Christensen, G. F. Pedersen, C. Luxey, A. Diallo, I. Dioum “Mean Effective Gain for Data Mode Operation of Mobile Handsets with Users”, *COST 2100 Bologna, COST2100 12th MC Meeting*, November 23 - 25, 2010 Bologna, Italy.

Conférences nationales

- ♦ I. Dioum, A. Diallo, C. Luxey, S. M. Farssi, " Système multi-antennaire pour un petit objet communicant en bande LTE 700 MHz ", *Journées Nationales Microondes JNM2011*, 18-20 Mai 2011, Brest.
- ♦ I. Dioum, M. Clemente, A. Diallo, C. Luxey, J. P. Rossi, S. M. Farssi “Channel Capacity Performance of Meandered Monopoles Antennas in the LTE Band” in *Proc. International Symposium Sophia Antipolis forum of MicroElectronics (SAME 2011)*, Sophia Antipolis, France. 12-13 Octobre 2011.

Résumé:

La demande de transmissions à débits de plus en plus élevés s'accroît davantage avec l'essor de nouveaux services dans les réseaux de communication sans fils. Pour répondre à cette demande, une solution consiste à augmenter la capacité de transmission du canal radiofréquence entre la station de base et le terminal portatif. Ceci peut être réalisé en augmentant le nombre d'éléments rayonnant impliqués à l'émission et à la réception de cette liaison radiofréquence : on parle alors de technique MIMO (Multiple Input, Multiple Output).

Cette thèse porte principalement sur la conception, l'optimisation et la caractérisation de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO en bandes LTE (Long Term Evolution). Trois prototypes multi-bandes sont proposés dont deux systèmes planaires et un système d'antennes IFAs compactes. De nouvelles solutions multi-bandes et l'influence de la position de l'antenne sur le plan de masse sont étudiées pour réaliser de la diversité spatiale, de polarisation et de diagramme de rayonnement avec une faible corrélation entre les signaux reçus sur chaque antenne mais surtout une bonne efficacité totale. Une ligne de neutralisation est utilisée pour isoler les antennes et un fonctionnement multi-bande est réalisé. L'impédance d'entrée des antennes est étudiée avec la méthode de Youla & Carlin afin d'améliorer la bande passante de la structure compacte de type IFA. Les performances en diversité et en MIMO de ces systèmes sont évaluées dans différents environnements de propagation. Elles montrent que ces systèmes peuvent être utilisés efficacement pour des applications en diversité et MIMO.

Abstract:

The transmission demand for increasing data rate becomes more and more important with the development of new services in radio communication networks. To answer to this demand, one solution consists in increasing the transmission capacity of the radio channel between the base station and the handset terminal. This can be realized by increasing the number of radiating elements involved in the transmission and the reception of this radio link: we talk about MIMO (Multiple Input Multiple Output) technique.

The work realized in this thesis concerns mainly design, optimization and characterization of multi-antenna systems for MIMO and diversity techniques in LTE (Long Term Evolution) bands. Three multi bands prototypes are proposed whose two planar systems and one compact IFAs antennas system. News multiband solution and antenna position influence on the PCB were studied to realize spatial, polarization and pattern diversity with low correlation between received signals on each antenna and a good efficiency. The neutralization line was used for antennas isolation and its application in multiband was realized. The antenna load impedance has been studied with Youla & Carlin method in order to improve the frequency bandwidth of the compact IFA structure. Diversity and MIMO performances of these systems were evaluated in different propagation environments. They show that these systems can be effectively used for diversity and MIMO application.

Mots clés :

Antennes miniatures, systèmes multi-antennaires, Long Term Evolution (LTE), Diversité, Multiple Input Multiple Output (MIMO)

Miniaturized antennas, multi antenna systems, Long Term Evolution (LTE), Diversity, Multiple Input Multiple Output (MIMO)